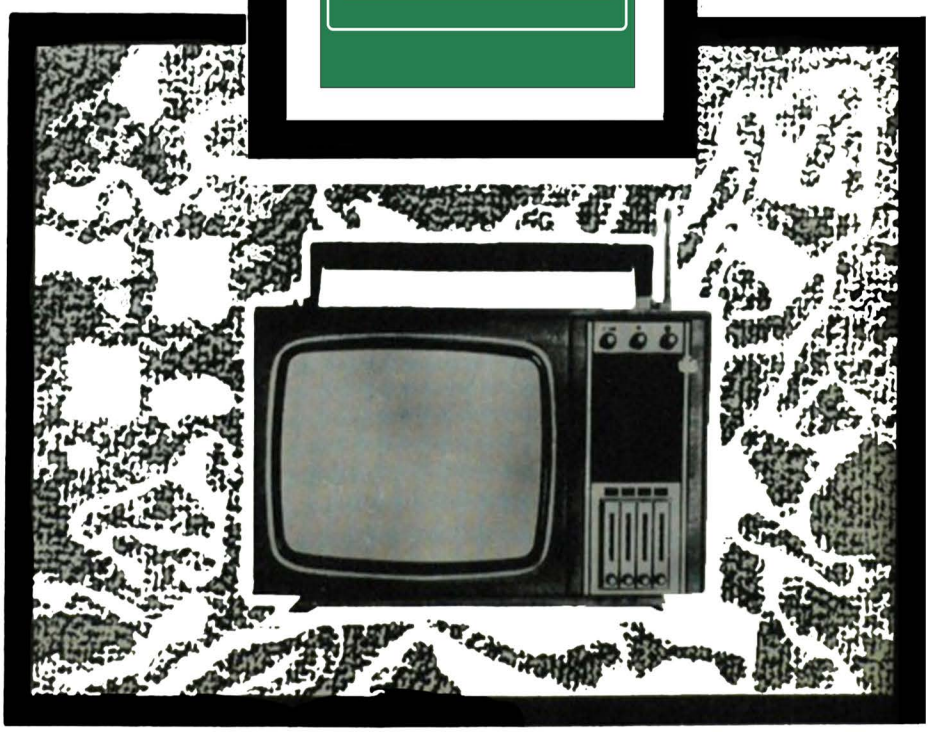
D. P. Brilliantov

Calculul și construcția televizoarelor portabile cu tranzistoare

Anexă: Televizorul portabil românesc E-31-110'

SERIA PRACTICĂ



SERIA PRACTICĂ

SERIA PRACTICA (Automatică, Informatică, Electronică, Conducerea și organizarea producției)

Au apărut

E. Samal — **Tehnica reglării.** Manual practic
I. Papadache — **Automatica aplicată,** ediția I și II
S. Bajureanu, A. Bălăcescu, M. Epure, I. Burlacu — **Elemente și sisteme automate pneumatice**
I. Flores — **Practica programării calculatoarelor**
F. G. Shinskey — **Practica sistemelor de reglare automată**
E. J. McCharty ș.a. — **Sisteme integrate de prelucrarea datelor în conducerea activității economice**
M. Dumitrescu, P. Isac, P. Turcu, M. Ene (coordonatori) — **Organizarea conducerii producției și muncii**
C. Simbotin și *Cl. Tanasiciuc* — **Comutația statică în automatică**
M. K. Starr — **Conducerea producției. Sisteme și sinteze**
V. Crăciunoiu ș.a. — **Elemente de execuție**
A. Vlădescu ș.a. — **Radioreceptoare**
M. Mayer — **Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație forțată**
G. Möltgen — **Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea**
L. Zamfirescu și *I. Oprescu* — **Automatizarea cuptoarelor industriale**
Șt. Alexandru — **Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului**
G. Raymond — **Tehnica televiziunii în culori**
Sapiro N. ș.a. — **Proiectarea radioreceptoarelor. Îndreptar**
T. Homoș — **Capacitatea de producție în construcția de mașini**
Radu S. și *Filoti D.* — **Sisteme moderne de comutație în centralele telefonice automate**
Morris R. L. — **Proiectarea cu circuite integrate**
Săvescu M., Popovici A. Popescu M. — **Circuite electronice** vol. III
Lisicikin I. — **Prognoza tehnico-științifică în ramurile industriei**
M. Popovici și *V. Antonescu* — **Ghid pentru controlul statistic al calității produselor**
Stăncioiu I. — **Eficiența economică a asimilării de utilaje noi**
Sonea G., Silețchi M. — **Creșterea planificată a productivității muncii**

Ciclul „MĂSURAREA PARAMETRILOR"

P. Vezeanu, St. Pătrașcu — **Măsurarea temperaturii în tehnică**
T. Penescu, V. Petrescu — **Măsurarea presiunii în tehnică**
P. Popescu, P. Mihordea — **Măsurarea debitului în tehnică**
P. Vezeanu — **Măsurarea nivelului în tehnică**

Ciclul „STUDIUL MUNCII"

C. Hidoș, P. Isac (coordonatori) — **Studiul muncii** vol. I **(Probleme generale),** vol. II **(Studiul metodelor),** vol. III **(Măsurarea muncii),** vol. IV **(Normele de muncă),** vol. V **(Normativele de muncă),** vol. VI **(Sistemele normative de timp pe mișcări),** vol. VII **(Organizarea și normarea muncii personalului tehnic, economic, de altă specialitate și administrativ),** vol. VIII **(Studiul organizării locului de muncă și elemente de ergonomie)**

În pregătire:

Magnus Radke — 222 **măsur pentru reducerea costurilor**
Jones J. — **Metodele creației industriale**
K. Ishikawa — **Controlul de calitate pentru maiștri și șefi de secție**

D. P. Brilliantov

Calculul şi construcţia televizoarelor portabile cu tranzistoare

(Trad. din lb. rusă)

Anexă la ediţia română: Televizorul portabil românesc E 31-110°; descriere şi breviar de calcul

Editura tehnică
Bucureşti – 1973

Бриллиантов Д. П.

Расчет конструирование портативных транзистрорных телевизоров М., «Связ». 1971

Библиотека Телевизионный и надиоприет. Звукотехника

Traducere: dr. ing. **Dolinescu Marcel**
ing. **Vorobiev Dumitru**

Completări la ediția română: ing. **Statnic Eugen**
ing. **Dumitrescu Mihai**

Redactor: ing. **Maria Beluri**
Tehnoredactor: **Maria Ionescu**

Prefață la ediția în limba română

Lucrarea este rezultatul traducerii din limba rusă a cărții „Calculul și construcția televizoarelor portabile tranzistorizate" de D. P. Brilliantov, completată cu o parte originală, privind televizorul portabil conceput în Uzina Electronica din București.

Scopul pe care și l-a propus Editura tehnică, de a pune la îndemîna specialiștilor un manual util, de altfel primul cu această tematică în limba română și chiar unic în literatura de specialitate, a fost destul de îndrăzneț. Asistăm astăzi la un adevărat asalt al științei împotriva punctelor încă ascunse cunoașterii umane, în toate domeniile; se consumă muncă, se scrie mult, se realizează mult și fiecare zi aduce noutăți. Poate că tocmai datorită acestei efervescențe, acestor noutăți zilnice, se datorește faptul că nu s-a ajuns a fi adunate la un loc, sistematic, cunoștințele curente privind proiectarea televizoarelor portabile tranzistorizate. A apărut o tehnică specială, industria s-a specializat pentru o producție nouă aproape, ale cărei produse preocupă milioane de oameni din lumea întreagă, ce doresc asiduu să aibă un televizor portabil, cît mai mic, mai economic, care să-i însoțească în timpul excursiilor, plimbărilor.

Este meritul lui D. P. Brilliantov de a fi stăruit în această sarcină, să prezinte publicului un manual de proiectare a unuia dintre cele mai noi produse ale tehnicii actuale, în folosul direct al omului: televizorul portabil de dimensiuni reduse, total tranzistorizat. Autorul este cunoscut în literatura de specialitate prin multe din publicațiile sale, apărute între anii 1965—1972, tratînd cu predilecție teme privind televizoarele portabile, și publicarea în 1972 a lucrării „Calculul și construcția televizoarelor portabile tranzistorizate", a însemnat a face sinteza lucrărilor sale anterioare, actualizarea lor, completarea lor cu cee ace era nou în acest domeniu în lume.

Cartea, rezultat al unei activități valoroase, va fi în primul rînd utilă studenților facultăților de electronică, proiectanților din sectoarele de concepție a produselor noi de televiziune, elevilor școlilor tehnice de specialitate. Maiștrii, tehnicienii și inginerii din sectorul de depanare, întreținere și service a aparatelor de televiziune vor găsi material foarte util în cuprinsul cărții, începînd cu explicarea schemelor și terminînd cu modul cum se face reglajul diferitelor blocuri ale televizorului, cum se folosește aparatura de măsură etc.

Este greu de apreciat dacă lucrarea este sau nu este la zi, epoca pe care o trăim fiind foarte fierbinte: este în curs de desăvîrșire tranzistorizarea totală a televizoarelor, gabaritele se stabilesc fie spre dimensiuni foarte mari, fie foarte mici, componentele tind să dispară simțurilor noastre directe. Poate că acest început, această lucrare, va declanșa elaborarea unor noi lucrări complete, care să întregească posibilitățile actuale de cunoaștere și proiectare a televizorului portabil, cu atît mai mult în țara noastră producătoare de aparate de televiziune.

Capitolele lucrării, care de fapt se succed în ordinea normală a blocurilor funcționale din televizorul clasic, cuprind, fiecare în parte: principiile de alcătuire a lanțului respectiv, scheme practice, calculul elementelor schemei și detalii de realizare efectivă, detalii de construcție mecanică, metode de reglaj a blocului. Aci constă marele merit al lucrării: proiectantul poate găsi, într-un singur manual, tot ceeace îi trebuie cel puțin pentru dimensionarea în primă etapă a prototipului, urmînd ca ulterior să desăvîrșească unele părți ale acestuia consultînd și alte materiale de specialitate, mai recente, mai apropiate posibilităților ce le are de realizare.

Ediția română a lucrării a fost completată cu o amplă anexă, elaborată de specialiști de la Uzinele Electronica, cuprinzînd: (I) — descrierea funcțional-constructivă și calculul televizorului portabil românesc (ing. M. Dumitrescu, conducătorul colectivului ce a elaborat prototipul acestui aparat); (II) — descrierea și calculul selectorului de canale al aceluiași televizor; (III) — echivalențe între tranzistoarele sovietice și de altă fabricație (ing. E. Statnic).

Lucrarea de față poate avea omisiuni, erori sau neajunsuri. Toți cei ce au lucrat pentru ediția română s-au străduit ca acestea să fie cît mai puține și, dacă vor mai avea ocazia să folosească acest material, vor ține seama de toate observațiile ce le vor primi, trimise pe adresa Editurii tehnice.

Meritul de a fi avut inițiativa prezentării acestei lucrări îi aparține Editurii tehnice; acest lucru l-a făcut convinsă că manualul va fi util multor specialiști și că va fi consultat de un cerc larg de ingineri, tehnicieni, studenți, muncitori cu înaltă calificare.

M. DOLINESCU

Prefață la ediția în limba rusă

Introducerea cu succes a tranzistoarelor în aparatura de televiziune a permis acesteia să se ridice pe o treaptă calitativ superioară și a deschis o nouă perioadă însemnată, în dezvoltarea televiziunii în U.R.S.S.

Istoria tranzistorizării în U.R.S.S., cuprinde un interval de timp relativ nu prea mare; primul prototip de televizor portabil cu tranzistoare a fost realizat acum zece ani. Primele exemplare de televizoare tranzistorizate nu au fost apte pentru a determina producerea lor în serie, motivul principal fiind calitatea scăzută a semiconductoarelor, la care se adăuga lipsa unor componente radio de gabarit mic. În procesul de modernizare a schemelor și realizării constructive a televizoarelor au fost elaborate noi tipuri de tranzistoare pentru televizoare, de calitate îmbunătățită permanent. În sfîrșit, au fost concepute scheme și construcții care să se preteze la producția de serie a aparatelor de televiziune; industria națională a asimilat fabricația cîtorva modele de televizoare hibrid (cu tuburi și cu tranzistoare), precum și primul televizor portabil tranzistorizat „IUNOSTI".

Totuși, cu aceasta, procesul tranzistorizării televizoarelor nu s-a încheiat. Practica de exploatare a primelor televizoare tranzistorizate, cît și cerința permanentă de îmbunătățire a indicilor de calitate ai televizorului, au impus alcătuirea de scheme noi, mai eficace și realizări constructive deosebite.

Ca urmare a faptului că tranzistorizarea totală a receptorului de televiziune se consideră o problemă rezolvată, în fața constructorilor de aparate apar noi probleme: simplificarea și ieftinirea la maximum a receptoarelor, mărirea fiabilității și a economicității lor.

Ținînd seama de experiența creatorilor de televizoare tranzistorizate, se poate trage concluzia că, dacă pentru conceperea primelor modele a fost suficient să se folosească metode empirice de proiectare și referiri din literatura tehnică de specialitate străină, pentru elaborarea în viitor de scheme și construcții de televizoare sînt necesare cercetări teoretice profunde și prelucrarea metodelor de calcul existente.

Găsirea unor soluții simple și economice în domeniul tehnicii televiziunii este condiționată de cunoștințele pe care le posedă constructorul de aparatură de radiotelevizione; aceste cunoștințe trebuie să cuprindă atît latura fizică a fenomenelor ce au loc în schemele de tranzistoare ale receptoarelor de televiziune, cît și modul de calcul al acestor scheme.

Literatura tehnică de specialitate sovietică este bogată în ce privește domeniul radiotehnicii și al televiziunii și oferă o bază suficientă pentru calculul diferitelor scheme de televiziune ce folosesc tuburi electronice. Totuși, din cauza specificului schemelor cu tranzistoare, metodele obișnuite, în majoritatea cazurilor, nu sînt utile la calculul receptoarelor de televiziune portabile; pe de altă parte, în prezent, metodele specializate de calcul al schemelor de televiziune tranzistorizate sînt elaborate

numai într-o mică măsură și nu sînt sistematizate. Se simte lipsa unui manual de teorie și calcul ingineresc al schemelor și dimensionării televizoarelor portabile de televiziune. Acest îndreptar de calcul ar fi foarte folositor studenților ce se specializează în tehnica televiziunii, unui cerc larg de constructori ce lucrează în fabrici, în institute de proiectare și în diferite laboratoare.

În literatura sovietică, o primă încercare de sistematizare și clarificare a materialului despre televizoarele tranzistorizate care cuprinde și o analiză a proceselor fizice ce au loc în diferite puncte ale schemei, a fost lucrarea autorului „Televizoare portabile tranzistorizate" (v. [2]), ce conține date privind analiza schemelor și construcțiilor de televizoare portabile străine.

Materialul conținut în cartea de mai sus este recomandat numai pentru a lua cunoștință de particularitățile televizoarelor portabile tranzistorizate; lipsesc însă date privind calculul și proiectarea schemelor de televizoare cu tranzistoare.

Un asemenea material este conținut în prezenta lucrare, al cărei scop principal constă în prelucrarea metodelor inginerești de calcul a schemelor reale ale televizoarelor cu tranzistoare și transpunerea în practică a rezultatelor calculului în scheme și construcții reale. Scopul propus condiționează alcătuirea metodologică a materialului cărții.

În primul capitol se analizează pe scurt particularitățile televizoarelor portaible tranzistorizate și se prezintă caracteristicile televizoarelor tranzistorizate și bazele proiectării schemelor cu tranzistoare. Materialul acestui capitol are caracterul unui îndreptar și poate fi folositor specialiștilor în calculul ingineresc și în proiectarea televizoarelor propriu-zise, ținînd seama de recomandările din capitolele următoare.

Fiecare capitol, care este destinat unui bloc determinat din televizor, este întocmit conform unui aceluiași principiu și în aceeași succesiune: principii generale de construcție a blocului, scheme practice, calculul elementelor schemei și a construcției, descrierea construcției blocului și metodele de reglaj ale acestuia.

Experiența muncii de inginer a autorului și activitatea desfășurată cu studenții, cuprinsă în proiectele de diplomă, i-au permis să tragă concluzia că cea mai mare eficiență o are materialul care cuprinde exemplele practice de calcul. De aceea, în carte, după examinarea principiilor generale de construcție a blocului televizorului, este dată descrierea schemei practice, iar apoi, pe baza analizei ei, sînt prezentate metodele inginerești de calcul, ilustrate de exemple practice.

Descrierea unor construcții reale, dimensionate după recomandările din carte, permit inginerului să verifice concret rezultatele calculului și proiectării. Acest material poate fi foarte folositor pentru studenți, cu atît mai mult cu cît în literatura de specialitate sovietică se găsesc foarte puține manuale care să trateze concret construcția televizoarelor (cele mai multe cursuri și proiecte de diplomă, în acest domeniu au adeseori un caracter abstract, fără aplicație în practică).

Fără îndoială că această primă încercare (în U.R.S.S.) de prelucrare a metodelor de calcul și construcție a televizoarelor portative tranzistorizate nu este scutită de oarecari erori sau neajunsuri. Aceasta nu ne împiedică să nădăjduim că această carte va fi un ajutor pentru ingineri și studenți în munca și studiul lor. De aceea, autorul mulțumește anticipat pentru toate sfaturile și observațiile utile, care pot fi transmise pe adresa „СВЯЗЬ" (Москва—центр чистопрудный бульвар, 2).

Cuprins

Prefaţă la ediţia în limba română 5
Prefaţă la ediţia în limba rusă 7
Capitolul 1 **Particularităţile televizoarelor portabile tranzistorizate** 13
1.1. Caracteristicile tehnice şi de exploatare ale televizoarelor tranzistorizate 13
1.1.1. Categoriile receptoarelor de televiziune tranzistorizate 13
1.1.2. Schema-bloc 15
1.2. Tipurile de tranzistoare utilizate în televizoarele portabile tranzistorizate 16
1.3. Particularităţile folosirii tranzistoarelor în schemele televizoarelor 18
1.3.1. Parametrii de bază ai tranzistoarelor 18
Capitolul 2 1.3.2. Particularităţile proiectării schemelor cu tranzistoare 22
Blocul de înaltă frecvenţă 27
2.1. Principii generale de construcţie a blocului de înaltă frecvenţă 27
2.1.1. Schema-bloc 27
2.1.2. Circuitele de antenă şi intrare 29
2.1.3. Amplificatorul de înaltă frecvenţă 33
2.1.4. Blocul de înaltă frecvenţă al gamei de unde decimetrice (blocul UÎF) 37
2.2. Scheme practice de comutator de canale de televiziune 38
2.2.1. Blocul comutator de canale simplu 38
2.2.2. Construcţia cu discuri a blocului comutator de canale 41
2.3. Calculul schemei blocului de înaltă frecvenţă 50
2.3.1. Circuitul de intrare 50
2.3.2. Amplificatorul de înaltă frecvenţă 56
2.3.3. Mixerul 60
2.3.4. Oscilatorul 64
2.3.5. Amplificarea şi caracteristica de zgomot a BCC 66
2.4. Construcţia blocului comutator de canale 68
2.4.1. Construcţia circuitului de antenă şi de adaptare 68
2.5. Reglajul blocului de înaltă frecvenţă 95
2.5.1. Metoda de reglaj 95
2.5.2. Reglajul blocului BCC—1 97
2.5.3. Reglajul blocului BCC—2 99
Capitolul 3 2.5.4. Reglajul blocului BCC—3 99
Etajele de amplificare a semnalelor de imagine 101
3.1. Principii generale de alcătuire a etajelor 101
3.1.1. Schema-bloc 101
3.1.2. Circuitul de intrare 103
3.1.3. Particularităţile etajelor AFII 105
3.1.4. Reglajul automat al amplificării 108
3.1.5. Detectorul video 110
3.1.6. Amplificatorul video 111

3.1.7. Cinescopul şi circuitele sale 115
3.2. Scheme practice ale căii de amplificare a semnalelor de imagine 117
3.2.1. Schema elementară 117
3.2.2. Schema principală a căii AFII–2 123
3.2.3. Amplificatorul de calitate superioară AFII–3 . . . 126
3.3. Calculul schemei căii de amplificare a semnalelor de imagine 129
3.3.1. Amplificatorul video 129
3.3.2. Detectorul video 135
3.3.3. Amplificatorul de frecvenţă intermediară imagine 137
3.3.4. Schema poartă a RAA 143
3.4. Construcţia traseului de amplificare a semnalului imagine 152
3.4.1. Cerinţe impuse construcţiei AFII 152
3.4.2. Construcţia plăcii AFII–1 154
3.4.3. Construcţia plăcii AFII–2 155
3.4.3. Construcţia plăcii AFII–3 156
Capitolul 4 3.5. Reglajul traseului de amplificare a semnalelor imagine 156
Calea de sunet 161
4.1. Generalităţi privind calea de sunet 161
4.1.1. Schema-bloc 161
4.1.2. Demodulatorul semnalului de sunet 163
4.1.3. Amplificatorul de audiofrecvenţă 165
4.1.4. Caracteristicile acustice ale canalului de sunet . . . 169
4.2. Scheme concrete ale canalului (căii) de sunet 170
4.2.1. Schema amplificatorului AFIS–1 170
4.2.2. Schema amplificatorului AFIS–2 176
4.2.3. Schema unui amplificator de înaltă calitate AFIS–3 178
4.3. Calculul circuitelor canalului de sunet 178
4.3.1. Calculul amplificatorului AFI–S 178
4.3.2. Calculul amplificatorului de audiofrecvenţă 185
4.4. Construcţia canalului de sunet 188
4.4.1. Construcţia căii de sunet AFIS–1 188
4.4.2. Construcţia căii de sunet AFIS–2 190
4.4.3. Construcţia căii de sunet AFIS–3 192
Capitolul 5 4.5. Reglajul canalului de sunet 192
Generatorul de baleiaj linii 195
5.1. Principii generale de construire a generatorului 195
5.1.1. Principiul de funcţionare 195
5.1.2. Schema-bloc 197
5.1.3. Etajul final 199
5.1.4. Oscilatorul pilot 211
5.1.5. Generatorul de baleiaj linii cu tiristor 213
5.2. Scheme practice de generatoare de baleiaj linii 215
5.2.1. Schemă de generator cu cinci tranzistoare 225
5.2.2. Schema generatorului de economicitate ridicată 220
5.3. Calculul elementelor schemei generatorului de baleiaj linii 226
5.3.1. Ordinea calculului 226
5.3.2. Sistemul de deflexie 226
5.3.3. Etajul final 233
5.3.4. Etajul prefinal 236
5.3.5. Blocul de înaltă tensiune 239
5.4. Construcţia generatorului de baleiaj linii 244
5.4.1. Principii generale ale construcţiei 244
5.4.2. Construcţia blocului GBL–1 246
5.4.3. Construcţia blocului GBL–2 257

5.4.4. Construcţia blocului GBL—3 262
Capitolul 6
5.5. Reglajul generatorului de baleiaj linii 263
Generatorul de baleiaj cadre 265
6.1. Principii generale de construcţie a generatorului 265
6.1.1. Principiul formării curentului în dinte de ferăstrău 265
6.1.2. Principiul de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău 267
6.1.3. Schema-bloc 269
6.1.4. Oscilatorul pilot 270
6.1.5. Amplificatorul intermediar 275
6.1.6. Etajul final 276
6.2. Scheme practice ale generatorului de baleiaj cadre . . . 282
6.2.1. Scheme cu trei şi patru etaje 282
6.2.2. Schema fără transformator 287
6.2.3. Schema cu patru tranzistoare 291
6.3. Calculul schemei generatorului de baleiaj cadre 292
6.3.1. Etajul final 292
6.3.2. Etajul prefinal 296
6.3.3. Generatorul autoblocat 297
6.4. Construcţia generatorului de baleiaj cadre 299
6.4.1. Principii generale ale construcţiei 299
6.4.2. Construcţia blocului GBC—1 301
6.4.3. Construcţia blocului GBC—2 304
Capitolul 7
6.4.4. Construcţia blocului GBC—3 305
6.5. Reglajul generatorului de baleiaj cadre 308
Sisteme de sincronizare a generatorului de baleiaj 308
7.1. Principii generale de construcţie a sistemelor de sincronizare 308
7.1.1. Schema-bloc 308
7.1.2. Separatorul după amplitudine 309
7.1.3. Circuite de separare 316
7.1.4. Sincronizarea directă 318
7.1.5. Sincronizarea inerţială 319
7.2. Scheme practice ale canalului de sincronizare 323
7.2.1. Separator cu două etaje 323
7.2.2. Separator cu trei etaje 325
7.2.3. Canal de sincronizare perfecţionat 326
7.3. Calculul elementelor schemei canalului de sincronizare 328
7.3.1. Separatorul după amplitudine 328
7.3.2. Amplificatorul-limitator 332
7.3.3. Circuitul de separare a sincroimpulsurilor de cadre 334
7.3.4. Discriminatorul de fază 336
Capitolul 8
7.4. Construcţia canalului de sincronizare 339
7.5. Reglajul canalului de sincronizare 340
Surse de alimentare 341
8.1. Principii generale de construcţie a surselor de alimentare 341
8.1.1. Cerinţele surselor de alimentare 341
8.1.2. Circuite de redresare 342
8.1.3. Stabilizatoare de tensiune continuă 346
8.1.4. Baterii de alimentare 349
8.1.5. Alimentarea universală 350
8.2. Scheme practice de sisteme de alimentare universale . . . 351
8.2.1. Sistem simplu de alimentare 351
8.2.2. Blocul de reţea stabilizat 353
8.2.3. Blocul de alimentare universal stabilizat 354
8.2.4. Bateria de acumulatoare 10NKG—3.5 D 355
8.3. Calculul elementelor sursei de alimentare 358
8.3.1. Filtrul inductiv-capacitiv 358

8.3.2. Stabilizatorul cu diodă 359
8.3.3. Stabilizatorul cu tranzistoare 362
8.4. Construcţia blocului de alimentare 367
Capitolul 9 **Construcţia televizorului portabil** 371
9.1. Principii generale ale construcţiei 371
9.2. Construcţia şasiului televizorului 377
9.3. Montajul schemei televizorului 381
9.4. Construcţia casetei televizorului 383
9.5. Montarea şi reglajul televizorului 386
Încheiere Bibliografie 389
Anexe la ediţia în limba română 391
Anexa I. Descriere funcţional-constructivă şi calculul televizorului portabil românesc E 31—110° 393
Anexa II. Descrierea selectorului cu acord continuu folosit la televizoarele româneşti 445
Anexa III. Echivalenţe între tranzistoarele şi diodele de fabricaţie sovietică şi cele existente pe piaţa noastră 466

Capitolul 1

Particularităţile televizoarelor portabile tranzistorizate

1.1. Caracteristicile tehnice şi de exploatare ale televizoarelor tranzistorizate

1.1.1. Categoriile receptoarelor de televiziune tranzistorizate

Televizoarele tranzistorizate, după destinaţie şi exigenţă şi aşa cum se poate constata din schema şi construcţia lor, se pot împărţi în două categorii: *televizoare cu dimensiunea ecranului mai mare de 35 cm şi televizoare cu dimensiunea ecranului mai mică de 35 cm*, aşa numitele *microtelevizoare* (cea mai răspîndită dimensiune a ecranului fiind 15—20 cm). Prima categorie de televizoare, dacă ne referim la aspectul exterior, se deosebeşte foarte puţin de televizoarele obişnuite cu tuburi electronice. Ele sînt televizoare de masă sau pe stativ. Caracteristicile tehnice de bază ale cîtorva modele de televizoare portative sînt redate în anexa 1.

Minitelevizoarele, în majoritate portabile sau de automobil, au performanţe specifice, deosebite de televizoarele staţionare. Dintre aceste performanţe, cele mai de bază sînt următoarele: sensibilitate mult mai ridicată, selectivitate mai bună, protecţie contra perturbaţiilor mai eficace, o mai sigură stabilitate a lanţului de recepţie; strălucirea, contrastul şi definiţia imaginii sînt superioare chiar în condiţii de recepţie în cîmp la mare distanţă de staţia de televiziune, la lumina zilei; dimensiunile şi greutatea scad; schema este cu siguranţă mărită iar soliditatea mecanică a construcţiei este mai bună; sursa de alimentare este universală şi economică; funcţionarea este normală într-o gamă de variaţie mai mare a temperaturii şi umidităţii mediului ambiant. Toate aceste particularităţi sînt asigurate de schema şi construcţia lor şi din acest motiv ele constituie o grupă separată de televizoare. Pentru a asigura performanţele de mai sus, televizoarele portabile trebuie să asigure parametri de ieşire ridicaţi, aşa cum rezultă din datele de mai jos:

Sensibilitatea pe canalul de imagine, limitată de amplificare şi zgomot, μV:

— pe canalele 1—15 50

— pe canalele 6—12 100

Selectivitatea, pentru dezacorduri faţă de purtătoarea de imagine după cum urmează, nu mai rea de, în dB:

— la —1,5 MHz 30

Tabelul 1.1

Caracteristicile tehnice ale televizoarelor portabile

Denumirea modelului și tranzistorului	Țara și anul de fabricație	Dimensiunile ecranului, cm	Unghiul de deflexie, grade	Dimensiunile televizorului, mm			Greutatea televizorului, kg	Puterea consumată		Numărul tranzistoarelor	Numărul diodelor semiconductoare
				lățimea	înălțimea	adîncimea		de la rețea	de la baterie		
Loewe Opta Optaport-305	R.F.G. 1964	25	90	270	215	27	95,5	24	13	31	12
Tesla Camping	Cehoslovacia 1965	25	90	245	250	250	8,0	28	20	31	16
Panasonic T9—21R	Japonia 1964	23	90	230	195	220	4,8	17	9	27	20
Sanyo Electric Mini-9	Japonia 1965	23	90	237	255	265	5,1	20	15	26	20
Sony 8—301W	Japonia 1960	21	90	210	180	230	5,9	23	12	23	18
Sharp TRP—803	Japonia 1962	21	90	220	170	300	8,5	16	10	26	14
„Iunosti"	U.R.S.S. 1966	23	90	270	205	205	5,0	27	13	30	24
„Iunosti-2"	U.R.S.S. 1969	23	90	290	210	190	4,2	13	7	30	21

— la —3,0 MHz 25
— la +8 MHz . . . . . 30.

Amplificarea totală a lanțului de recepție, în regimul cînd semnalul util în detectorul video depășește zgomotul cu 1 V, dB . . . . . aprox. 100

Coeficientul de zgomot al blocului de ÎF, dB . . . . . 5.

Modulația încrucișată, pentru o tensiune a semnalului de 0,1 V, % 1.

Gama dinamică, V:
— de la zgomote tip „ninsoare" la suprasarcină . . . . . 5.10^{-6}—1
— pentru semnal de nivel invariabil la intrarea detectorului video 5.10^{-3}—0,1

Abaterea de frecvență a heterodinei, kHz:
— după preîncălzire 100
— pentru variații ale tensiunii de alimentare de rețea cu ±10% . . 50.

Cîmpul de radiație al heterodinei la distanța de 30 m, μV/m:
— pe canalele 1—5. 150
— pe canalele 6—12 . . . . . 50.

Presiunea nominală sonoră la distanța 1 m de-a lungul axului tubului cinescop, bar . . . . . 1,5—2

Lăţimea benzii de frecvenţe transmise a redării sonore, Hz . . . . 200—7000.
Coeficientul de distorsiuni neliniare în canalul de sunet, % . . . . . 5.
Nivelul de zgomot în lanţul audio al schemei televizorului nu este mai mare de, dB 30
Distorsiunile neliniare ale rastrului, %:
— pe orizontală . . . . . 15—18
— pe verticală . . . . . 9—12.
Rezoluţia, pe verticală şi pe orizontală, linii . . . . . ≈500.
Strălucirea imaginii, nit . . . . . 150—300
Energia absorbită din acumulator, W. . . . . <10.

Asigurarea unor asemenea parametri este posibilă numai prin utilizarea unor tranzistoare şi componente de înaltă calitate, precum şi prin utilizarea unor soluţii noi în alcătuirea schemelor [1—7].

1.1.2. Schema-bloc

Utilizarea noilor tipuri de tranzistoare, concepute special pentru schemele de televiziune, permite să se rezolve în alt mod chestiunile speciale de alcătuire a schemelor şi construcţiei televizoarelor care, mai înainte, fie că erau insolubile, fie că puteau fi soluţionate numai cu complicaţii de ordin tehnic foarte mari, necalitative.

Dacă nu ţinem seama de diferenţa evidentă dintre principiile de lucru ale cîtorva blocuri ale televizoarelor cu tuburi faţă de televizoarele cu tranzistoare, de folo-

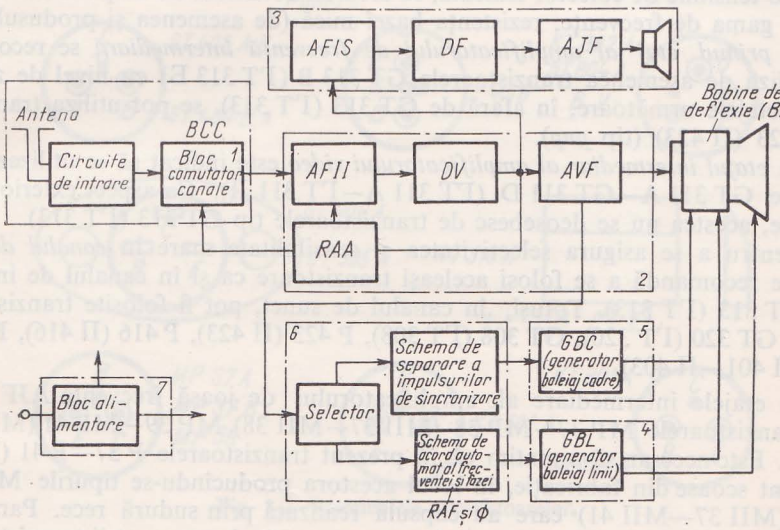


Fig. 1.1. Schema-bloc a televizorului portabil tranzistorizat.

sirea noilor tipuri de tranzistoare şi soluţii de scheme, schema funcţională a microtelevizorului se deosebeşte puţin de schema corespondentă a televizorului cu tuburi (fig. 1,1).

Așa cum este arătat în fig. 1.1, televizorul tranzistorizat este alcătuit din șapte blocuri funcționale complexe, fiecare dintre acestea îndeplinind o funcție determinată precis și constînd din cîteva unități distincte.

1.2. Tipurile de tranzistoare utilizate în televizoarele portabile tranzistorizate

În prezent, în diferite etaje ale televizorului, se utilizează tranzistoare de putere mică, medie sau mare, diode semiconductoare de joasă și înaltă tensiune, stabilizatoare, varistoare și alte elemente.

● În *amplificatorul de înaltă frecvență*, precum și în *amplificatorul de frecvență intermediară* ale microtelevizorului de o clasă suficient de ridicată, se pot utiliza tranzistoarele de înaltă frecvență și mică putere de tipul GT 313 (ГТ 313); în primul etaj al blocului comutator de canale, adică în amplificatorul de înaltă frecvență AIF, este necesar să se utilizeze tranzistoare cu nivel mic de zgomot, de exemplu GT 313 B (ГТ 313 Б) [8]. Pentru etajul final al amplificatorului video se pot folosi tranzistoarele KT 315, KT 601, P 502 (П 502), P 503 (П 503), destinate a lucra în etajele de înaltă frecvență cu tensiune de alimentare ridicată.

Acestor tranzistoare li se impun mai multe cerințe specifice: ele trebuie să lucreze la o tensiune de colector ridicată, să aibă un coeficient de amplificare constant în toată gama de frecvențe, rezistența bazei mică (de asemenea și produsul $r'_b C_k$),

● În *primul etaj al amplificatorului de frecvență intermediară* se recomandă a se utiliza de asemenea tranzistoarele GT 313 B (ГТ 313 Б) cu nivel de zgomot mic. În etajele următoare, în afară de GT 313 (ГТ 313), se pot utiliza tranzistoarele P 423 (П 423) (tip *pnp*).

● În *etajul intermediar al amplificatorului video* este indicat să se utilizeze tranzistoarele GT 311 A—GT 311 D (ГТ 311 А—ГТ 311 Д). Ca aspect exterior și la terminale, acestea nu se deosebesc de tranzistoarele tip GT 313 (ГТ 313).

Pentru a se asigura selectivitatea și sensibilitate mare în *canalul de sunet AFIS*, se recomandă a se folosi aceleași tranzistoare ca și în canalul de imagine, adică GT 313 (ГТ 313). Totuși, în canalul de sunet, pot fi folosite tranzistoarele de tipul GT 320 (ГТ 320), GT 308 (ГТ 308), P 423 (П 423), P 416 (П 416), P 401—P 403 (П 401—П 403).

● În etajele intermediare ale amplificatorului de joasă frecvență AJF se pot folosi tranzistoarele MP 37—MP 38 (МП 37—МП 38), MP 39—MP 41 (МП 39—МП 41). Este necesar să amintim că în prezent tranzistoarele P 37—P 41 (П 37—П 41) sînt scoase din fabricație, în locul acestora producîndu-se tipurile MP 37—MP 41 (МП 37—МП 41) care au capsula realizată prin sudură rece. Parametrii electrici ai acestor tranzistoare nu se deosebesc practic de parametrii tranzistoarelor P 10—P 16 (П 10—П 16).

● În *etajul final*, pentru a obține o putere de ieșire între 0,5—1 W, trebuie folosite tranzistoare de putere medie de tipul GT 403 (ГТ 403) sau P 201E (П 201E), P 203E (П 203E), P 213—P 214 (П 213—П 214), P 216—P 217 (П 216—П 217).

Ultimul tip de tranzistoare poate asigura putere de ieşire pînă la 3—5 W. Etajul final în contratimp poate fi realizat de asemenea cu tranzistoarele P 16 (П 16) sau cu altele echivalente cu acestea.

● Tranzistoarele ce se vor utiliza în *blocul de sincronizare* trebuie să aibă o frecvenţă limită superioară destul de ridicată şi trebuie să asigure un nivel constant al impulsurilor de sincronizare pentru variaţii ale semnalului de ± 40%. În blocul de sincronizare pot fi folosite tranzistoarele MP 37 A (МП 37 A), MP 38 A (МП 38A) şi MP 39 B—MP 41 A (МП 39—МП 41 A).

La televizoarele tranzistorizate este de dorit ca parametrii oscilatoarelor din dispozitivele de baleiaj să fie independenţi de variaţia temperaturii, a tensiunii sursei de alimentare şi de valoarea componentelor schemei. În aceste etaje pot fi utilizate tranzistoarele MP 25 (МП 25), MP 37—MP 38 (МП 37—МП 38), MP 39—MP 41 (МП 39—МП 41), KT 315.

● *Etajele intermediare ale blocului de baleiaj linii* (pe orizontală) lucrează în regim de comutaţie. Tranzistoarele utilizate în aceste etaje trebuie să aibă un coeficient de amplificare relativ ridicat la o putere destul de mare, rezistenţa la saturaţie

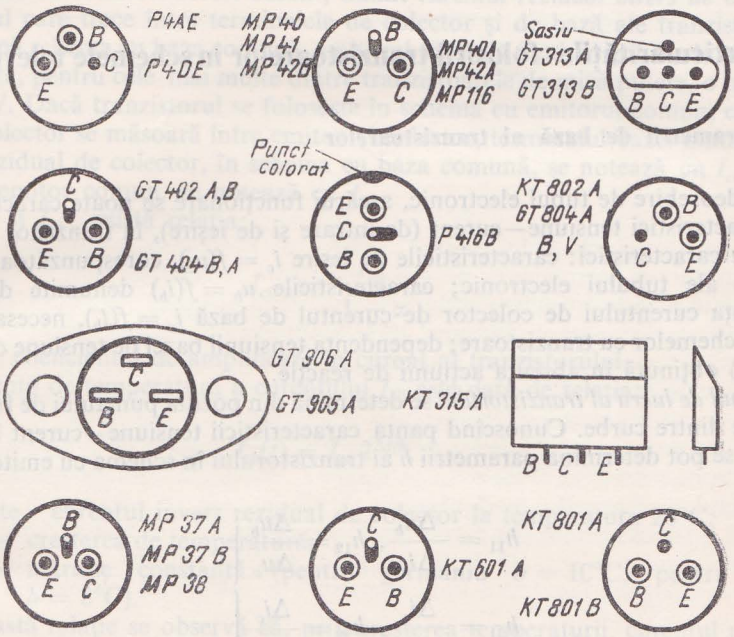


Fig. 1.2. Terminalele tranzistoarelor.

mică, frecvenţă limită superioară ridicată şi valori limită ale curenţilor şi tensiunilor mari. Performanţele enumerate le asigură tranzistoarelor KT 801 A şi KT 801 B (КТ 801 Б) (*npn*). În anumite cazuri pot fi folosite tranzistoarele KT 315 şi MP 26 (МП 26).

● *Etajul final al blocului de baleiaj cadre* este de fapt un etaj amplificator de putere. Tranzistorul său lucrează în mod obișnuit în clasa A. Aci se pot folosi tranzistoarele obișnuite de putere P 201—P 203 (П 201—П 203), P 214—P 215 (П 214—П 215), GT 701 A (ГТ 701 A) și chiar KT 801 A și KT 801 B

● Cele mai mari dificultăți la construcția televizoarelor tranzistorizate le produce *etajul final al blocului de baleiaj linii.* Tranzistoarele utilizate în acest etaj trebuie să aibă puterea limită ridicată, timp de comutare mic și rezistență mică la regimul de saturație. Aceste performanțe sînt acoperite de tranzistoarele KT 802 A, GT 804(A—B) (ГТ 804 А—Б), GT 905 A (ГТ 905 A), GT 906(A—B) (ГТ 906 А—Б).

La proiectarea televizoarelor tranzistorizate nu este obligatoriu de a folosi un anumit tip de tranzistor în schemele concrete. Specialistul, folosind cataloagele de tranzistoare, poate oricînd înlocui un anumit tip de tranzistor ce-i lipsește cu altul echivalent.

Pentru a se ușura proiectarea constructivă și de montaj în fig. 1.2 sînt indicate soclurile la cîteva tipuri de tranzistoare.

1.3. Particularitățile folosirii tranzistoarelor în schemele televizoarelor

1.3.1. Parametrii de bază ai tranzistoarelor

Spre deosebire de tubul electronic, a cărui funcționare se poate caracteriza prin două caracteristici tensiune—curent (de intrare și de ieșire), la tranzistor sînt patru familii de caracteristici: caracteristicile de ieșire $i_c = f(u_c)$, corespunzătoare familiei $i_a = f(u_a)$ ale tubului electronic; caracteristicile $u_b = f(i_b)$ denumite de intrare; dependența curentului de colector de curentul de bază $i_c = f(i_b)$, necesară pentru calculul schemelor cu tranzistoare; dependența tensiunii bazei de tensiune de colector $u_b = f(u_c)$ obținută în absența acțiunii de reacție.

Regimul de lucru al tranzistorului se determină din poziția punctului de funcționare pe fiecare dintre curbe. Cunoscînd panta caracteristicii tensiune—curent în punctul de lucru, se pot determina parametrii h ai tranzistorului în schema cu emitor comun:

$$\left.\begin{aligned} h_{11} &= \frac{\Delta u_b}{\Delta i_b}, \quad h_{12} = \frac{\Delta u_b}{\Delta u_c} \\ h_{21} &= \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b}, \quad h_{22} = \frac{\Delta i_c}{\Delta u} \end{aligned}\right\} \tag{1.1}$$

Această metodă grafică de lucru nu asigură o precizie de calcul prea mare, însă, ea este suficientă pentru necesitățile practice.

Parametrii (1.1) se pot folosi numai pentru calculul etajelor amplificatoare în curent continuu sau de joasă frecvență, cînd se pot neglija dependențele de frec-

venţă. Pentru calculul schemelor la frecvenţe înalte este necesar să se utilizeze parametrii complecşi. În acest caz, cel mai frecvent, se folosesc parametrii Y care sînt legaţi de parametrii h prin relaţiile:

$\dot{Y}_{11} = 1/\dot{h}_{11}$ — admitanţa complexă de intrare;

$\dot{Y}_{21} = \dot{h}_{21}/h_{11}$ — admitanţa de transfer direct, complexă;

$\dot{Y}_{22} = \dot{h}_{22}$ — admitanţa de ieşire, complexă;

$\dot{Y}_{12} = \dot{h}_{22}/h_{21}$ — admitanţa de transfer invers, complexă.

Parametrii de mai sus depind de tehnologia de fabricaţie şi de regimul de lucru al tranzistorului şi rămîn totuşi mărimi condiţionate de mediul ambiant.

Ca element caracteristic al dependenţei de temperatură a tranzistorului se alege *curentul invers de colector*. Acest curent, numit *curentul rezidual invers de colector*, este curentul care trece între terminalele de colector şi de bază ale tranzistorului, conectat după schema cu baza comună, emitorul acestuia fiind în gol, iar la colector fiind aplicată, pentru cele mai multe dintre tranzistoarele de mică putere, o tensiune între 1—3 V. Dacă tranzistorul se foloseşte în schema cu emitorul comun, curentul invers de colector se măsoară între emitor şi colector, terminalul bazei fiind în gol. Curentul rezidual de colector, în schema cu baza comună, se notează cu I_{c0} iar, în schema cu emitor comun, se notează cu I_{c0e}.

Între I_{c0} şi $I_{c0\,e}$ există relaţia:

$$I_{c0\,e} = \frac{I_{c0}}{1 - \alpha}, \tag{1.2}$$

unde α este coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului.

Dependenţa de temperatură a curentului I_{c0} este dată de relaţia:

$$I_{c0}(t) = I_{c0}\, 2^{\Delta t/b}, \tag{1.3}$$

unde I_{c0} este curentul invers rezidual de colector la temperatura 20°C;

Δt — creşterea de temperatură,

b — mărime constantă (pentru germaniu $b = 10$°C, pentru siliciu $b = 8$°C).

Din această relaţie se observă că, prin creşterea temperaturii, curentul rezidual de colector, la tranzistoarele cu germaniu, creşte de 2 ori pentru fiecare 10°C, iar la tranzistoarele cu siliciu tot atît, dar pentru fiecare 8°C, adică creşte şi mai repede. Totuşi, mărimea absolută a curentului rezidual la tranzistoarele cu siliciu este relativ mică, ceea ce asigură o stabilitate ridicată cu temperatura.

Mărimea curentului rezidual I_{c0}, măsurat la tranzistoare de acelaşi tip, diferă de la unul la altul. La producţia de serie, dispersia de valori, pentru majoritatea

tranzistoarelor, atinge 80%. O dispersie atît de mare a parametrilor împiedică folosirea tranzistoarelor în televizoarele portabile, care lucrează, prin natura lor, într-o gamă largă de temperatură. Din acest motiv, uneori, se procedează la o selecție foarte meticuloasă a tranzistoarelor pentru a se asigura parametrii necesari.

De exemplu, pentru 10 tranzistoare MP 41 (MП 41) alese arbitrar, dispersia privind curentul rezidual de colector la temperatura de 20°C poate fi pînă la 60—70%; din acest motiv, la temperatura maximă, egală cu 60°C la televizoarele tranzistorizate portabile, curentul rezidual poate crește de 50—70 ori și să atingă deci o mărime inadmisibilă.

Excesul de curent rezidual de colector, peste mărimea admisă, are ca efect mărirea temperaturii mediului exterior, care produce creșterea curentului de colector și acesta, la rîndul său, încălzește și mai mult joncțiunea *pn* și, prin urmare, curentul rezidual crește din nou. Acest proces în avalanșă conduce la defectarea joncțiunii prin supraîncălzire. Pentru a preveni acest fenomen, în cazurile în care în mod deosebit se cunoaște că se va lucra la temperaturi ridicate ale mediului ambiant, este necesar a se face selecția tranzistoarelor, alegîndu-se acele tranzistoare care au valoarea lui I_{c0} mică.

Un alt parametru, care caracterizează un tranzistor, este *coeficientul de amplificare în curent*. Acest parametru se notează cu β *în schema cu emitor comun*. Coeficientul β este legat de coeficientul de amplificare în curent α, la schema cu baza comună, prin relația:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \qquad (1.4)$$

La proiectarea schemelor cu tranzistoare este necesar să se cunoască dependența coeficientului de amplificare al tranzistoarelor cu temperatura. Pentru diverse tranzistoare planare cu siliciu, atunci cînd temperatura crește pînă la 100°C, β poate să se tripleze ca valoare. În cazul unui amplificator calculat incorect, adică fără să se fi ținut seama de acest fenomen, creșterea temperaturii mediului ambiant, poate duce la intrarea în oscilație a amplificatorului și, din acest motiv, este necesar să se facă compensarea cu temperatura în schemă.

Întrucît proprietățile tranzistorului depind foarte mult de temperatură, pentru fiecare tip de tranzistor se dă puterea maximă disipată la o temperatură determinată a mediului ambiant (în mod obișnuit 20°C) la care se garantează funcționarea normală a tranzistorului. În caz că se lucrează cu tranzistorul la temperaturi mai înalte, puterea ce se solicită de la tranzistor trebuie redusă.

Puterea disipată maximă a unui tranzistor se calculează cu formula:

$$P_{d\,max} = \frac{t_{j\,adm} - t_a}{R_{th\,j-a}}, \qquad (1.5)$$

unde $t_{j\,adm}$ este temperatura admisă a joncțiunii;
t_a — temperatura mediului ambiant;
$R_{th\,j-a}$ — rezistența termică joncțiune-mediu ambiant.

Relația (1.5) arată că, dacă temperatura mediului ambiant este egală cu temperatura admisă a joncțiunii, puterea disipată pe colector va fi egală cu zero, adică, altfel spus, la o asemenea temperatură nu este permis a se exploata un tranzistor.

Parametrii de temperatură ai tranzistorului depind de construcția lui. Cel mai convenabil mod de răcire pentru tranzistor este realizarea unui contact termic între colector și capsula tranzistorului, lucru care de fapt se și realizează în tranzistoarele de putere medie și mare. În alte cazuri se creează artificial nervuri pe radiator și astfel puterea disipată de tranzistor poate fi mult mărită.

Puterea maximă disipată de tranzistor, cînd acesta este prevăzut cu radiator, se calculează cu relația:

$$P_{d\ max} = \frac{t_{j\ adm} - t_a}{R_{th\ j-c} + R_{th\ c-a}} \tag{1.6}$$

unde $R_{th\ j-c}$ este rezistența termică între joncțiune și capsulă;

$R_{th\ c-a}$ — rezistența termică a radiatorului (rezistența termică între capsulă și mediul ambiant).

Cu cît este mai mică rezistența termică a radiatorului, cu atît mai bine se răcește tranzistorul, însă cu atît mai mari sînt dimensunile radiatorului.

Dacă se cunoaște puterea pe care poate s-o disipe un tranzistor ($P_{d\ max}$), cu ajutorul relației (1.6) se poate determina rezistența termică a radiatorului, necesară:

$$R_{th\ c-a} = \frac{t_{j\ adm} - t_a}{P_d} - R_{th\ j-c}. \tag{1.7}$$

Răcirea bună a tranzistorului îi asigură o funcționare sigură și stabilă, ceea ce se cere mai ales tranzistoarelor de putere ale etajelor de ieșire ale generatoarelor de baleiaj, ale amplificatorului video, ale amplificatorului de joasă frecvență, ale stabilizatorului tensiunii de alimentare. Se poate afirma că scăderea temperaturii pe joncțiune cu 10°C față de valoarea limită prescrisă face ca timpul de funcționare a tranzistorului să se mărească de aproximativ 2 ori.

Rezistența termică a radiatorului și suprafața acestuia sînt legate între ele printr-o relație de dependență invers proporțională. Pentru calcule orientative, se poate folosi relația de mai jos pentru determinarea suprafeței de radiație a căldurii S_r, atunci cînd se cunoaște rezistența termică a radiatorului $R_{th\ c-a}$:

$$S_r \approx \frac{1000}{R_{th\ c-a}},\ \text{în cm}^2. \tag{1.8}$$

Pentru micșorarea dimensiunilor radiatorului, deci și a greutății lui, este rațional ca acesta să se realizeze din metale ușoare cu conductibilitate calorică mare, de exemplu, din aluminiu și aliajele lui. Grosimea pereților și a nervurilor radiatorului,

pentru etajele de joasă frecvență, se alege astfel încît să se asigure soliditatea mecanică necesară a construcției lui și o suprafață efectivă cît mai mare.

Fixarea tranzistorului în radiator trebuie să asigure un contact termic sigur. Nu sînt permise denivelări, bavuri, zgîrieturi în zona contactului termic. Suprafața locului de contact trebuie să fie șlefuită îngrijit. În același scop, între radiator și tranzistor este indicat să se așeze o garnitură de plumb de aproximativ 4 mm gro-

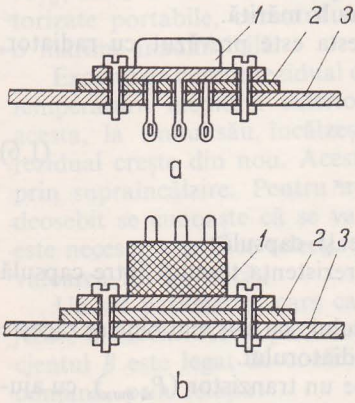


Fig. 1.3. Moduri de fixare ale tranzistoarelor de putere pe radiator:
1 — tranzistorul; 2 — șaiba de plumb; 3 — radiator.

sime, care, atunci cînd se fixează tranzistorul, asigură lipirea suprafețelor în caz că ar fi deformări sau asperități în zona de contact.

Prinderea tranzistorului de radiator trebuie să se facă folosindu-se toate detaliile prevăzute: șuruburi, bride, etc. Înainte de a prinde tranzistorul, se recomandă a se unge suprafețele de contact cu un ulei nesicativ. Diametrul găurilor în radiator și garnitură (fig. 1.3, *a*) pentru terminalele de la tranzistor trebuie să fie cît mai mici posibil, pentru ca suprafața de contact să fie cît mai mare. În ultimul timp au început să se fabrice tranzistoare de putere într-o nouă variantă constructivă (fig. 1.3, *b*), care să asigure un contact termic foarte eficace între tranzistor și radiator.

Datele din cataloagele de tranzistoare și formulele de calcul indicate mai înainte permit să se calculeze un regim termic convenabil pentru tranzistor și, prin aceasta, să se asigure o funcționare normală a schemei.

1.3.2. **Particularitățile proiectării schemelor cu tranzistoare**

În același timp cu parametrii de bază ai tranzistoarelor, este necesar să se cunoască cîteva particularități constructive, specifice, ale schemelor cu tranzistoare.

● Prima etapă a proiectării constă în alegerea tipului de tranzistor indicat pentru a fi folosit în schema aleasă. Alegerea tipului de tranzistor este determinată de locul său în schema televizorului și de pretențiile privind parametrii de ieșire. Trebuie cunoscute: puterea de ieșire, caracterul sarcinii, mărimea sarcinii, caracteristicile de ieșire ale sursei de semnal, banda de frecvențe de lucru, domeniul de temperaturi de lucru etc. Ținînd seama de aceste date, se determină din cataloage

tipul de tranzistor care asigură parametrii propuși. La calculul și proiectarea schemelor cu tranzistoare este necesar să se țină seama de toate particularitățile tranzistoarelor enumerate mai înainte.

● A doua etapă a proiectării constă în **alegerea schemei de conectare a tranzistorului.** Conectarea tranzistorului, din punct de vedere al curentului alternativ, se poate realiza după una din cele trei scheme: cu baza comună (BC), cu emitor comun (EC), sau colector comun (CC).

Fiecare dintre aceste trei scheme are avantajele și dezavantajele ei:

— *schema BC* are impedanță mică la intrare și impedanță mare la ieșire ,coeficient de amplificare în curent mai mic decît 1; această schemă asigură cele mai bune calități de frecvență și liniaritate a caracteristicii tensiune—curent de ieșire;

— *schema EC* are impendanța de intrare comparativ mai mare față de schema BC, impedanța de ieșire este suficient de mare, de asemenea, coeficientul de amplificare în curent este mai mare decît unitatea;

— *schema CC* are impedanța de intrare mare, iar impedanța de ieșire mică.

Particularitățile specifice ale acestor scheme determină alegerea modului de conectare a tranzistorului în funcție de necesitățile concrete ale montajului.

De exemplu, schema cu BC se folosește în oscilatoare și amplificatoare de înaltă frecvență și medie frecvență, adică în acele cazuri cînd sînt necesare stabilitate înaltă, proprietăți bune de frecvență și cînd nu au importanță valoarea mică a impedanței de intrare și mărimea coeficientului de amplificare în curent. Schema EC se aplică atunci cînd este necesar să se obțină amplificare maximă în putere. Ea se folosește în amplificatoarele de frecvență intermediară și joasă frecvență, în amplificatoarele de videofrecvență și alte cazuri similare. Schema CC este utilizată în schemele cu etaj de adaptare de impedanțe, pentru a obține mari impedanțe la intrare și pentru adaptarea etajului final cu o sarcină ohmică mică.

Prin natura schemei, uneori, de exemplu în schemele de comutare, tensiunea sursei de alimentare depășește valoarea tensiunii limită pentru tranzistor. În acest caz este indicat să se folosească *conectarea în serie a tranzistoarelor.* Deoarece prin legarea în serie a tranzistoarelor curentul care le parcurge este același, pentru a se menține egalitatea puterilor pe cele două tranzistoare este necesar să se aplice tensiuni egale acestora. Acest lucru se poate asigura prin sortarea tranzistoarelor pentru a realiza perechi identice și prin conectarea unor rezistențe sau condensatoare în paralel cu ele. Pentru asigurarea unei fiabilități mărite, este indicat a se utiliza tranzistoare cu dispersie mică privind valorile pentru β, I_{c0} și rezistența la saturație R_{sat}.

Atunci cînd se cere ca în sarcină să circule un curent mare, mai mare decît se poate asigura cu tranzistorul de puterea cea mai mare avut la dispoziție, se poate aplica *conectarea în paralel a tranzistoarelor.* La acest mod de conectare este necesar să se asigure distribuirea egală a puterii disipate de tranzistoare, adică tranzistoarele să aibă același curent de colector. Dacă această condiție nu este îndeplinită, unul (sau mai multe) dintre aceste tranzistoare se va încălzi mai mult și se va defecta. Cel mai bun mijloc de simetrizare, în etajele de mică putere, este montarea unor rezistențe egale, în circuitul de emitor al tranzistoarelor, a

căror valoare se determină din relația:

$$R_e = \frac{S_{0max} - S_{0min}}{S_{0\,min}\, S_{0\,max}} \left(\frac{I_c}{\Delta I_c} - \frac{S_{0\,min}}{S_{0\,max} - S_{0\,min}} \right), \tag{1.9}$$

unde $S_{0\,min}$ și $S_{0\,max}$ sînt valorile minimă și maximă ale pantei tranzistoarelor.

Acest lucru asigură o stabilitate termică bună a tuturor tranzistoarelor, precum și interșanjabilitatea lor. Montajul prezintă însă și un dezavantaj: amplificarea în parte a etajului scade din cauza pierderilor de putere pe aceste rezistențe din emitor sau, astfel spus, ca urmare a reacției negative pe care o introduc acestea.

● După alegerea schemei de conectare a tranzistorului, pentru componenta de curent alternativ este necesar să se determine **regimul de lucru în curent continuu al tranzistorului**. Alegerea schemei de curent continuu pentru tranzistor, precum și modul în care se face polarizarea la electrozii săi, se determină din particularitățile schemei alese. De exemplu, dacă se calculează un amplificator ce lucrează în regim de clasa A, poziția punctului de funcționare este determinată de valoarea amplitudinii semnalului de intrare. Polarizarea tranzistoarelor se alege astfel încît, pentru valoarea maximă a semnalului de intrare, valorile instantanee ale tensiunii sau curentului de colector să rămînă în domeniul de amplificare al caracteristicilor tensiune-curent ale tranzistorului.

Una dintre cele mai importante cerințe la proiectarea schemelor de televizoare cu tranzistoare este *menținerea punctului de funcționare ales* atunci cînd sînt variații ale temperaturii mediului ambiant, precum și atunci cînd variază mărimea semnalului de intrare și de ieșire. Poziția punctului de funcționare este de asemenea influențată de dispersia de valori ale parametrilor tranzistoarelor (coeficient de amplificare, curenți inverși) cît și de variația acestor parametri în procesul de îmbătrînire.

Stabilitatea punctului de funcționare este determinată, în mod esențial, de valorile minimă și maximă ale lui β, față de valoarea indicată în cataloage, de variațiile lui β în funcție de temperatură și de durata neîntreruptă de funcționare, de variațiile curentului invers de colector în funcție de temperatură, de variația tensiunii între bază și emitor U_{be} în funcție de temperatură, de dispersia de valoare a rezistențelor utilizate în circuitul de polarizare, de instabilitatea tensiunii de alimentare.

Pentru a asigura posibilitatea de funcționare a schemei într-o gamă dată de temperaturi, este necesar să se prevadă stabilizarea regimului de lucru în curent continuu. În schema cu o singură sursă de alimentare (fig. 1.4), cele mai bune rezultate se obțin aplicîndu-se reacția negativă în curent.

Coeficientul de nestabilitate S se determină din relația:

$$S = 1 + \frac{\alpha R_b'}{(1 - \alpha) R_b' + R_e'} \tag{1.10}$$

unde R_b' și R_e' sînt valorile rezistențelor echivalente din circuitele de bază și emitor.

Prezența unei rezistențe în circuitul bazei face să crească nestabilitatea schemei și de aceea valoarea acesteia trebuie să fie cît mai mică. Rezistența din circuitul

de emitor micșorează nestabilitatea, ca urmare a reacției negative pe care o introduce în schemă. Această rezistență se recomandă a se introduce mai ales în schemele de amplificatoare și valoarea sa se alege cît mai mare posibil.

În schemele practice de televizoare tranzistorizate s-au răspîndit patru tipuri de scheme, care rezultă din modificarea schemei din fig. 1.4 după cum urmează:

— schema fără reacție negativă în tensiune sau curent ($R_4 = R_e = 0$, $R_2 = \infty$),

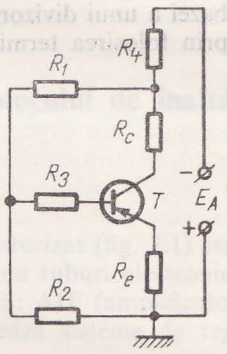


Fig. 1.4. Schema tipică a unui etaj cu tranzistor.

coeficientul de nestabilitate este egal cu $\beta + 1$, schema este sensibilă la schimbarea tranzistorului;

— schema cu reacția negativă în curent ($R_3 = R_4 = 0$);

— schema cu reacție negativă în tensiune ($R_2 = \infty$, $R_e = R_3 = R_c = 0$);

— schema cu reacție negativă atît în curent cît și în tensiune ($R_4 = R_c = 0$), cea mai stabilă.

După cum este evident, pentru $S \to 1$ impedanța de intrare și amplificarea etajului scad. Pentru cazul cînd se pretinde stabilitate ridicată se recomandă a se alege $S = 1{,}5 - 2$. În calculul ingineresc se recomandă a se alege $S = 2 - 5$.

Rezultate mult mai bune privind stabilizarea termică se pot obține utilizîndu-se un termistor în paralel cu rezistența R_2 (fig. 1.4). Schemele care utilizează termistoare au randamentul mai bun decît al schemelor obișnuite cu stabilizare termică. De asemenea, comparativ cu acestea, schemele cu termistor au o impedanță de intrare și un coeficient de amplificare mai bun, ceea ce face ca ele să fie folosite pentru stabilizare într-o gamă mai largă de temperatură.

Coeficientul de nestabilitate S determină deplasarea punctului de funcționare la variația temperaturii. Pentru determinarea aproximativă a coeficientului de nestabilitate se ia în considerare numai influența destabilizatoare a curentului invers de colector. În acest caz:

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{c0}}. \qquad (1.11)$$

Așa cum se observă din relațiile de mai sus, punctul de funcționare este cel mai mult influențat atunci cînd sarcina are o valoare ohmică relativ ridicată, deoarece variații mici ale lui I_c conduc la variații mari ale lui U_c. În mod deosebit, aceasta se remarcă în cazul etajelor la care se solicită amplificarea maximă în tensiune. O variație neînsemnată a poziției punctului de funcționare are ca urmare variația amplificării și apariția distorsiunilor de neliniaritate. Stabilizarea regimului într-un asemenea caz este extrem de dificilă.

În concluzie, un punct de funcționare stabil se poate asigura prin introducerea în circuitul bazei a unui divizor, de valoare ohmică scăzută, prin aplicarea reacției negative și prin folosirea termistoarelor.

Capitolul 2

Blocul de înaltă frecvenţă

2.1. Principii generale de construcţie a blocului de înaltă frecvenţă

2.1.1. Schema-bloc

Structura blocului de ÎF al televizorului tranzistorizat (fig. 2.1) este puţin deosebită de structura aceluiaşi bloc al televizorului cu tuburi electronice. Blocul de ÎF tranzistorizat conţine aceleaşi elemente de bază: AIF (amplificatorul de înaltă frecvenţă), mixerul, oscilatorul. Adesea se utilizează sisteme de reglaj automat

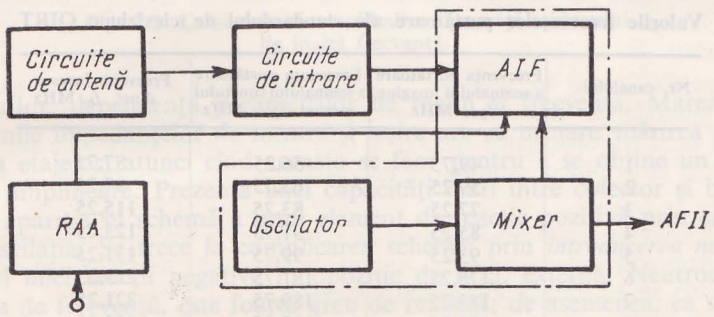


Fig. 2.1. Schema-bloc a lanţului de înaltă frecvenţă în gama undelor metrice.

al amplificării (RAA) a blocului de ÎF, care permit să se obţină amplificare egală pentru semnalele de înaltă frecvenţă atunci cînd distanţa faţă de centrul de emisie de televiziune variază mult [9].

Dacă nu se ţine seama de asemănarea structurală a blocului de ÎF cu tranzistoare faţă de cel cu tuburi, primul prezintă o serie de particularităţi specifice, legate în special de particularităţile tranzistoarelor şi de indicii privind lanţul de recepţie. Toate acestea determină o serie de dificultăţi la construcţia blocurilor de ÎF cu tranzistoare care să aibă parametrii de asemenea valori încît să satisfacă indicii ce se pretind în prezent. Într-o măsură însemnată, construcţia blocului de ÎF cu tranzistoare se complică din cauza mărimii reduse a gabaritului său.

Pentru a se realiza o valoare ridicată a sensibilității este necesar să se asigure o amplificare suficient de mare a semnalelor de înaltă frecvență, în mod egal pe toate canalele și să se reducă nivelul de zgomot. În microtelevizoare, datorită utilizării tranzistoarelor cu frecvența limită ridicată, se reușește să se obțină o sensibilitate de 10-30 μV pentru un semnal video la ieșire avînd amplitudinea 10 V_{vv}. Pentru televizoarele staționare este suficient dacă se obține o sensibilitate de cel puțin 100 μV pe primele cinci canale și de cel puțin 200 μV pe ultimele canale.

Raportul semnal/zgomot pentru blocurile de ÎF tranzistorizate este aproximativ același cu al blocurilor care folosesc tuburi electronice. Din cauza nivelului foarte mic al semnalului util de la intrarea comutatorului de canale, indicele cel mai important, în acest caz, este tensiunea de zgomot propriu. În blocul comutator de canale, cel mai mic zgomot trebuie să-l aibă etajul AIF deoarece el stabilește nivelul cu care semnalul util depășește nivelul zgomotului la intrarea mixerului. Tensiunea de zgomot, la intrarea mixerului, pe primele canale, se află de obicei în limitele 3—8 dB; pe canalele cele mai înalte, tensiunea de zgomot crește la 10—15 dB. Pentru a se asigura valorile propuse, blocul schimbător de canale trebuie să asigure o amplificare de cel puțin 4—5 ori în tensiune, pe canalul 12.

În ceea ce privește *selectivitatea blocului de ÎF*, pretențiile sînt mai puțin severe, aceasta deoarece selectivitatea lanțului de recepție se asigură în principal de amplificatorul de frecvență intermediară. Selectivitatea față de frecvența intermediară trebuie să fie de cel puțin 30—40 dB, iar pe frecvența imagine a canalului de 40—45 dB.

Tabelul 2.1

Valorile frecvențelor purtătoare ale standardului de televiziune OIRT

Nr. canalului	Frecvența purtătoare a semnalului imagine, f_{pi}, MHz	Frecvența purtătoare a semnalului sunetului asociat, f_{ps}, MHz	Frecvența heterodinei, f_h, MHz
1	49,75	56,25	87,75
2	59,25	65,75	97,25
3	77,25	83,75	115,25
4	85,25	91,75	123,25
5	93,25	99,75	131,25
6	175,25	181,75	213,25
7	183,25	189,75	221,25
8	191,25	197,75	229,25
9	199,25	205,75	237,25
10	207,25	213,75	245,25
11	215,25	221,75	253,25
12	223,25	229,75	261,25

Frecvența intermediară a imaginii f_{ii} = 38 MHz
Frecvența intermediară a sunetului f_{is} = 31,5 MHz.

În gama de unde metrice, transmiterea programelor de televiziune se efectuează pe 12 canale ale căror frecvențe, cuprinse între 50 și 250 MHz, sînt date în tabelul 2.1. Pentru ca recepția semnalelor de imagine și sunet să se facă fără distor-

siuni, blocul de înaltă frecvență trebuie să asigure transmiterea caracteristicii amplitudine-frecvență din fig. 2.2, pe care s-a haşurat domeniul toleranțelor admise la reglajul în frecvență și în amplificare.

Utilizarea tranzistoarelor în blocul de înaltă frecvență conduce la apariția unor dificultăți, legate tocmai de proprietățile specifice ale tranzistoarelor: impedanțe mici la intrare și ieșire, capacități mari între electrozi, nestabilitate cu temperatura

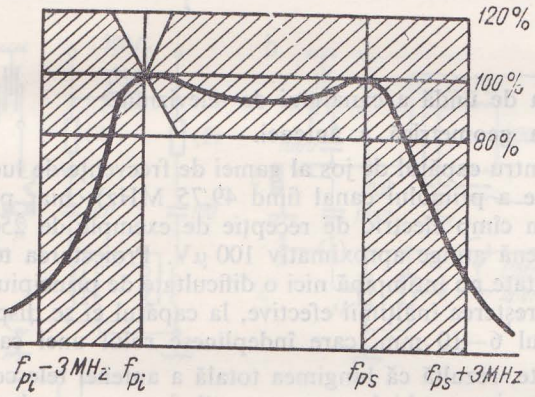


Fig. 2.2. Caracteristici amplitudine-frecvență a blocului de înaltă frecvență.

a parametrilor, dependența parametrilor de regim și frecvență. Marea diferență între mărimile impedanțelor de intrare și ieșire are ca urmare mărirea dificultății de acord a etajelor, atunci cînd aceasta se face pentru a se obține un coeficient maxim de amplificare. Prezența unei capacități mari între colector și bază determină deci apariția în schemă a unui element de reacție pozitivă prin care ia naștere autooscilația. Se trece la complicarea schemei prin *introducerea neutrodinării* cu ajutorul unei reacții negative în opoziție de fază, externă. Neutrodinarea, în toată gama de frecvență, este foarte greu de realizat; de asemenea, ea se modifică în funcție de polarizarea aplicată tranzistorului. Parametrii elementelor circuitului de reacție negativă ar trebui să aibă mărimi constante, totuși, din cauza marii dispersii a valorii capacității interne a tranzistoarelor și a dependenței lor de regimul tranzistorului, variază foarte mult (de exemplu, din cauza acțiunii RAA) și din această cauză este dificil a se alege o mărime optimă a lor.

2.1.2. Circuitele de antenă și intrare

● **Circuitele de antenă** au ca scop recepția semnalelor de înaltă frecvență de televiziune, iar circuitele de intrare servesc pentru adaptarea circuitelor de antenă cu blocul comutator de canale. Antena de bază, în gama de unde ultrascurte, este *antena telescopică* cu impedanța caracteristică 75 Ω.

Înălțimea efectivă a unei asemenea antene se determină cu relația:

$$h_e = \frac{\lambda}{2\pi} : \frac{1 - \cos \frac{2\pi}{\lambda} l}{\sin \frac{2\pi}{\lambda} l},$$

unde

λ este lungimea de undă a canalului de televiziune;

l — lungimea geometrică a antenei.

În practică, pentru capătul de jos al gamei de frecvențe de lucru (frecvența purtătoare de imagine a primului canal fiind 49,75 MHz) chiar pentru l de aproximativ 80 cm și un cîmp electric de recepție de exemplu de 250 μV/m, tensiunea semnalului în antenă atinge aproximativ 100 μV. Proiectarea televizorului pentru o asemenea stabilitate nu întîmpină nici o dificultate de principiu. Pentru a se compensa întrucîtva creșterea înălțimii efective, la capătul ei se dispun două nuci metalice cu diametrul 6—10 mm, care îndeplinesc rolul unei capacități terminale.

Din cele arătate, rezultă că lungimea totală a antenei telescopice trebuie să fie de ex. 80—90 cm, iar unghiul pe care ea îl face cu un plan orizontal trebuie să fie 20°. Antena telescopică reprezintă din punct de vedere electric un dipol asimetric în sfert de undă (dipolul simetric se folosește mai puțin).

În microtelevizoare se prevede o bornă separată pentru conectarea antenei externe cu impedanța 75 Ω. Trebuie de asemenea prevăzută posibilitatea adaptării, cu ajutorul unui transformator special, a unei antene exterioare care are impedanța diferită de 75 Ω la blocul comutator de canale, a cărui impedanță de intrare este 75 Ω.

În fig. 2.3 sînt indicate posibilitățile de conectare a antenei telescopice. Atunci cînd se conectează antena externă, antena telescopică trebuie să se deconecteze. În acest scop se utilizează conectoare speciale.

Dacă se ține seama de gama de variație mare a mărimii semnalului de intrare, la televizoarele de gabarit redus tranzistorizate, uneori, este indicat să se folosească comutatoare speciale de antenă cu două sau mai multe poziții (de exemplu, *recepție la distanță* și *recepție în apropiere*). În poziția „recepție în apropiere", între antenă și comutatorul de canale se introduce un atenuator (sub forma unui divizor rezistiv) care micșorează semnalul în raportul 1 : 10 aprox. (fig. 2.3, *c*). Uneori se folosește reglajul continuu al nivelului semnalului de intrare (fig. 2.3, *b*).

Pentru *adaptarea impedanțelor* și pentru formarea caracteristicii de frecvență, în blocul de înaltă frecvență, la intrarea AIF, în mod obișnuit, se conectează anumite circuite de intrare care să asigure selectivitatea necesară și coeficientul de undă progresivă (CUP) impus în fiderul de legătură dintre antenă și blocul comutator de canale. Fiderul de legătură cuprinde în sine transformatorul de adaptare, cablele de legătură și circuitele de intrare. Fiderul trebuie să aibă aceeași rezistență în

toată gama de frecvențe, adică impedanța caracteristică constantă. În caz contrar se înrăutățește coeficientul de transfer al fiderului și apare radiația în sens invers a semnalului recepționat de antenă, care se reflectă din cauza neuniformităților fiderului. Cu totul de nedorit este radierea oscilațiilor proprii, care introduc perturbații în radiorecepție. Valoarea coeficientului de undă progresivă CUP nu trebuie să scadă sub 0,4—0,5, pentru toate canalele.

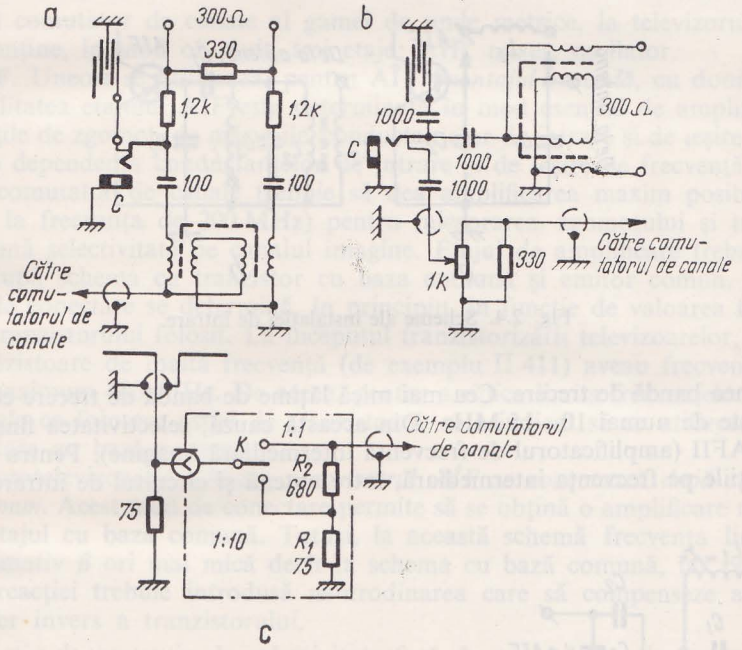


Fig. 2.3. Schema de conectare a antenei.

● Cel mai simplu și cel mai eficace **circuit de intrare** constă dintr-un singur circuit rezonant. Impedanța de intrare a AÎF tranzistorizat, la frecvența 200 MHz, este de aproximativ de cîțiva ohmi. De aceea, pentru o adaptare bună cu circuitul acordat la rezonanță, trebuie utilizată schema cu autotransformator. Uneori este folosită schema cu cuplaj capacitiv. Combinarea schemei de cuplaj capacitiv cu cuplaj inductiv determină variantele de circuit de intrare.

În scopul micșorării dimensiunilor blocului comutator de canale, se aleg acele scheme ale circuitului de intrare care asigură numărul minim de contacte la trecerea de pe un canal pe altul. Din acest punct de vedere, cel mai indicat este circuitul cu conectarea în serie a bobinei de inductanță L_1 a circuitului de intrare cu circuitul bazei tranzistorului AÎF (fig. 2.4, *a*); un circuit de asemenea folosit este acela cu transformator de ÎF de adaptare (fig. 2.4, *b*).

În ambele variante de circuit se comută în total două contacte și lățimea benzii de trecere a circuitului de intrare poate fi variată prin alegerea mărimii condensatoarelor C_1 și C_2, adică prin varierea coeficientului de conectare a impedanței de intrare a tranzistorului AIF la circuitul de antenă. Circuitul de intrare al AÎF trebuie să ofere o selectivitate ridicată, astfel încît să permită trecerea spectrului semnalului de înaltă frecvență al unui singur canal (6,5 MHz). Practic, în schema cu tranzistor, pentru un raport optim semnal/zgomot, nu este posibil să se asigure

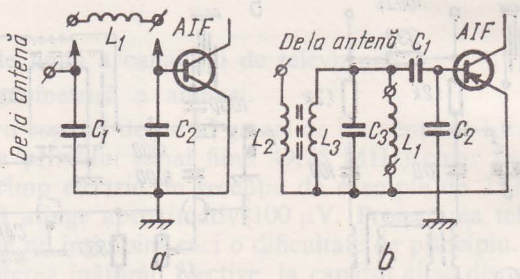


Fig. 2.4. Scheme ale instalației de intrare.

o asemenea bandă de trecere. Cea mai mică lățime de bandă de trecere ce se poate atinge este de numai 10—15 MHz. Din această cauză, selectivitatea finală se asigură în AFII (amplificatorul de frecvență intermediară imagine). Pentru a elimina perturbațiile pe frecvența intermediară, între antenă și circuitul de intrare se mon-

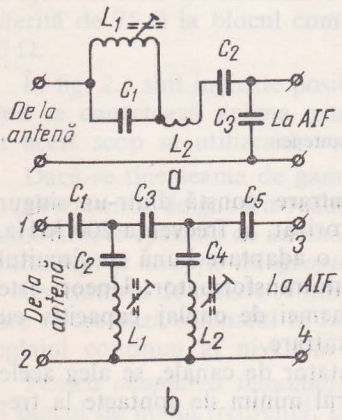


Fig. 2.5. Filtre antiperturbatoare:
a — filtru dop; *b* — filtru cu mai multe secțiuni pentru frecvențe joase.

tează în mod obligator un filtru care să nu permită trecerea acestei frecvențe. În cazul cel mai simplu, rolul filtrului poate fi îndeplinit de un circuit rezonant paralel, acordat pe frecvența intermediară (fig. 2.5, *a*).

În microtelevizoarele de clasă ridicată, pentru atenuarea perturbațiilor pe frecvența intermediară și pe frecvențe situate în apropierea frecvenței primului canal, în circuitul de intrare al blocului comutator de canale se conectează filtre compuse din secțiuni L (fig. 2.5, *b*) sau T.

2.1.3. Amplificatorul de înaltă frecvență

Blocul comutator de canale al gamei de unde metrice, la televizorul tranzistorizat conține, în mod obișnuit, trei etaje: AÎF, mixer, oscilator.

● **AÎF.** Uneori se utilizează, pentru AÎF, *montajul cascodă*, cu două tranzistoare. Calitatea etajului AÎF este determinată în mod esențial de amplificare, de proprietățile de zgomot, de mărimile conductanțelor de intrare și de ieșire ale acestuia și de dependența conductanțelor de intrare și de ieșire de frecvență. AÎF al blocului comutator de canale trebuie să dea amplificarea maxim posibilă (pînă la 10 dB la frecvența de 200 MHz) pentru micșorarea zgomotului și trebuie să aibă o bună selectivitate pe canalul imagine. Etajul de amplificare trebuie să fie realizat după schema cu tranzistor cu baza comună și emitor comun. Alegerea schemei de conectare se determină, în principiu, în funcție de valoarea frecvenței limită a tranzistorului folosit. La începutul tranzistorizării televizoarelor, cele mai bune tranzistoare de înaltă frecvență (de exemplu П 411) aveau frecvența limită pînă la maximum 400 MHz. De aceea, pentru a ridica limita frecvențelor utilizate în schemele ce folosesc astfel de tranzistoare, este indicat să se utilizeze schema de conectare cu bază comună.

În microtelevizoarele actuale, *tranzistorul AÎF se conectează după schema cu emitor comun.* Acest mod de conectare permite să se obțină o amplificare mai mare față de etajul cu baza comună. Totuși, la această schemă frecvența limită este de aproximativ β ori mai mică decît la schema cu bază comună, iar pentru eliminarea reacției trebuie introdusă neutrodinarea care să compenseze admitanța de transfer invers a tranzistorului.

În funcție de pretenția de selectivitate față de canalul imagine, sarcina AÎF poate fi fie un singur circuit, fie un filtru de bandă format din două circuite. În cazul cînd se utilizează filtrul de bandă, iar circuitul de intrare este cu circuit acordat, atenuarea canalului imagine nu va fi mai mică de 45—50 dB, însă reglajul unei asemenea scheme este destul de dificil. În blocurile comutatoare de canal, la care sînt pretenții prea mari privind selectivitatea pe canalul imagine, este posibil să se folosească, ca sarcină pentru AÎF, circuitul singular. Reglajul etajului cu circuit singular este întrucîtva mai simplu decît reglajul etajului cu filtru de bandă.

Adaptarea cu sarcina a impedanței de ieșire a tranzistorului este un lucru destul de critic, întrucît, prin trecerea de la canalul 1 la canalul 12, impedanța de ieșire a tranzistorului poate varia de aproximativ 100 ori. Pentru a obține o mai mare liniaritate a sarcinii în toată gama frecvențelor de amplificat, înfășurarea primară a sarcinii de ieșire se șuntează cu o rezistență.

Datorită faptului că tranzistoarele de înaltă frecvență prezintă capacități interelectronice destul de mari, în etajele de amplificare apare reacția inversă internă,

care înrăutățește stabilitatea în funcționare a amplificatorului și liniaritatea caracteristicii de amplitudine-frecvență în gama de frecvențe de amplificat. Mărimea reacției inverse interne, în etajul conectat după schema cu emitorul comun, este determinată în mod esențial de valoarea capacității colector-bază, iar în etajul conectat după schema cu bază comună de valoarea capacității colector-emitor. Întrucît capacitatea colector-emitor a tranzistorului este cu mult mai mică decît capacitatea colector-bază, atunci, privit din punctul de vedere al micșorării reacției inverse parazite de cuplaj, este mai indicat ca tranzistorul AÎF să se conecteze după schema cu baza comună.

Practic însă, din cauza unui șir întreg de neajunsuri, dealtfel arătate anterior, *etajul AÎF cu bază comună se aplică rar în microtelevizoarele actuale.*

Pentru atenuarea reacției inverse în etajul AIF cu emitor comun se aplică diferite metode de neutrodinare, toate avînd ca scop să formeze un circuit de reacție inversă în opoziție de fază, exterior, care să compenseze cuplajul intern. Sînt două metode principale de neutrodinare: prin capacitate sau prin inductanță. În etajele AÎF ale blocurilor comutatoare de canale, cea mai largă răspîndire a căpătat-o schema capacitivă de neutrodinare. Condensatorul neutrodon al acestei scheme, de capacitate mică (1—5 pF), se conectează în mod obișnuit între sarcină și baza tranzistorului.

În schema cu neutrodinare prin inductanță, condensatorul neutrodon se conectează între înfășurarea specială de cuplaj cu circuitul de sarcină a etajului AÎF și baza tranzistorului. Varierea unghiului fazei se realizează prin transformatorul format din înfășurările circuitului și de cuplaj. Mărimea optimă a capacității de neutrodinare depinde de coeficientul de transformare și de cuplajul dintre înfășurări. Întrucît în majoritatea cazurilor etajele AÎF au ca sarcină filtrul de bandă, schema de neutrodinare inductivă se aplică rar. Uneori ea se utilizează în AFII (amplificatorul de frecvență intermediară imagine).

În comutatoarele de canale de calitate mai ridicată, etajul AÎF se poate realiza după schema cascodă de amplificare, care însumează în sine avantajele schemei cu bază comună și ale schemei cu emitor comun. Schema cascodă conține două tranzistoare. Primul se conectează după schema cu emitor comun, în al cărui circuit de colector este conectat tranzistorul cu baza comună. Primul etaj asigură raportul necesar semnal/zgomot. Întrucît ca sarcină pentru primul tranzistor apare impedanța de intrare mică a tranzistorului conectat după scheme cu bază comună, nu mai este necesară neutrodinarea capacității interne a tranzistorului.

Întrucît de nivelul semnalului la intrarea televizorului depinde de distanța față de stația de televiziune și cum aceasta se schimbă mult în timpul deplasării cu automobilul, în afară de reglaje manuale și de comutatoare ale nivelului semnalului de intrare, adesea este necesară reglarea automată a amplificării în comutatorul de canale. Dificultatea de bază, care împiedică aplicarea RAA în blocul comutator de canale, constă în aceea că prin varierea curentului de colector variază și impedanțele de intrare și de ieșire ale tranzistorului. Aceasta are ca urmare modificarea formei caracteristicii de frecvență a AÎF, îngreunînd astfel alegerea parametrilor elementelor din circuitul de neutrodinare, întrucît, mărimile alese constante ale elementelor din circuitul de neutrodinare, la variații ale polarității tensiunii de

RAA, într-un caz vor îmbunătăți neutrodinarea, în alt caz o vor înrăutăți. Toate acestea conduc la nestabilitate în funcționare și produc distorsiuni suplimentare ale caracteristicii de frecvență.

În televizoarele tranzistorizate se aplică două moduri de reglaj automat al amplificării: RAA direct și invers. Ambele modalități folosesc proprietatea că amplificarea tranzistorului depinde de tensiunea și curentul de colector.

Schema RAA directă se obișnuiește în cazul nivelului mare de intrare și atunci cînd în AÎF se utilizează tranzistoare Mesa. O tensiune suficient de mare de polarizare a tranzistorului AÎF, în asemenea scheme, permite să se asigure funcționarea normală a etajului, atunci cînd semnalul de intrare se mărește.

Schema RAA inversă asigură o mai bună stabilitate a caracteristicii de frecvență în banda frecvențelor de amplificat, deoarece, în acest caz, impedanțele de intrare și de ieșire ale tranzistorului variază în limite mult mai mici, atunci cînd acționează RAA.

Tensiunea RAA se produce într-o schemă specială, mărimea sa trebuind să depindă de nivelul semnalului de intrare. În mod obișnuit, schema RAA este aceeași atît pentru AÎF cît și pentru AFII. Intrarea acesteia este cel mai adesea conectată la detectorul de video sau la emitorul repetorului videoamplificatorului. Se pot de asemenea concepe scheme diferite pentru RAA pentru AÎF și AFII.

● **Mixerul.** Mixerul servește pentru convertirea semnalelor de frecvență înaltă, amplificate de către AÎF, în semnale de frecvență intermediară a căror frecvență este egală cu diferența dintre frecvența oscilatorului local și frecvența purtătoare a semnalelor de imagine (f_{pi}) și sunet (f_{ps}), pentru fiecare canal:

$$f_{ii} = f_0 - f_{pi},\ f_{is} = f_0 - f_{ps}.$$

Mixerul poate fi considerat un element neliniar, căruia, dacă i se aplică semnale de la AÎF și oscilator, în circuitul său de ieșire apar, în afară de semnalele de frecvență intermediară, semnale cu frecvența purtătoare, cu a oscilatorului și componentele lor armonice. Circuitul de sarcină al mixerului este un circuit rezonant, acordat pe frecvența intermediară de imagine.

În funcție de tipul tranzistorului folosit în schema mixerului, acesta poate fi conectat după schema cu bază comună sau cu emitor comun. Utilizarea uneia sau a alteia dintre aceste scheme determină modul de aplicare a neutrodinării, adaptarea mixerului cu AÎF și oscilatorul, aplicarea tensiunii de polarizare. Pentru semnalele de frecvență intermediară, mixerul se prezintă ca un amplificator obișnuit și de aceea se aplică acestuia modurile cunoscute de neutrodinare a cuplajelor interne inverse. Schema cu bază comună asigură o stabilitate mai bună în funcționare, la canalele de frecvență mai joasă, decît schema cu emitor comun, la care, din cauza cuplajului invers pe frecvența intermediară, se distorsionează caracteristica de frecvență. De asemenea, în schema cu emitorul comun, impedanța de intrare și capacitatea de intrare depind în mare măsură de frecvență. Conectarea tranzistorului în schema cu baza comună nu necesită măsuri suplimentare de neutrodinare.

Adesea se folosește totuși și mixerul executat după schema cu emitorul comun. Cu toate că prezintă inconvenientul că este necesară neutrodinarea, această schemă

permite să se obțină un coeficient de conversie mai mare decît la schema cu bază comună. Pentru ca funcționarea să fie stabilă, este necesar ca impedanța la rezonanță a circuitului de intrare a mixerului să fie mică pe frecvența intermediară. Din considerentul micșorării radiației oscilatorului, impedanța circuitului de intrare rezultă că trebuie să fie mică și pe frecvența oscilatorului. În scopul radierii în sens invers, în circuitul de bază al tranzistorului se conectează un circuit rezonant serie acordat pe frecvența intermediară. Un asemenea mod de protecție îmbunătățește raportul semnal/zgomot la intrarea mixerului și face să crească coeficientul de conversie.

Cuplajul mixerului cu AÎF poate fi capacitiv sau inductiv. Cel mai des este folosit cuplajul capacitiv. La cuplajul inductiv, din cauza impedanței mici de intrare a tranzistorului la frecvențe înalte, tensiunea ce se aplică la intrarea mixerului se ia de la o priză (sau o parte) a spirelor bobinei circuitului rezonant conectat la ieșirea etajului AÎF. Cuplajul mixerului cu oscilatorul poate fi de asemenea inductiv sau capacitiv. În cazul cuplajului capacitiv, tensiunea de la oscilator se aplică printr-un condensator de cuplaj de capacitate mică (1—10 pF).

● **Oscilatorul.** Din cele trei scheme de oscilator obținute (cu cuplaj capacitiv, inductiv sau prin autotransformator), cea mai utilizată schemă, la televizoarele tranzistorizate, este *schema cu cuplaj capacitiv*. Aceasta se explică prin faptul că, într-o asemenea schemă, prin trecerea de la un canal la altul, este necesar să se comute numai o bobină de inductanță, ceea ce simplifică construcția comutatorului de canale și permite reducerea gabaritului acestuia. Un asemenea avantaj al schemei oscilatorului cu cuplaj capacitiv este deosebit de însemnat la conceperea blocurilor comutatoare de canale de gabarit redus. În schema oscilatorului cu cuplaj capacitiv, se preferă ca *tranzistorul* să fie *conectat după schema cu baza comună* deoarece aceasta asigură întreținerea oscilațiilor la frecvențe înalte. Tensiunile de înaltă frecvență, la colector și în emitor, coincid ca fază. Intrarea în autooscilație

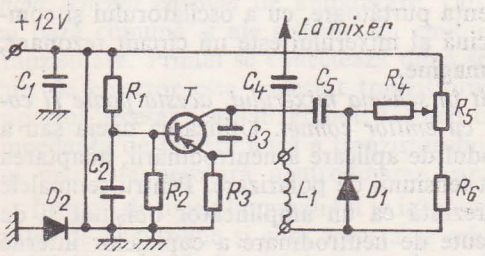


Fig. 2.6. Oscilator cu acord electronic.

se bazează pe readucerea unei tensiuni de la ieșire la intrare printr-un condensator de capacitate mică.

Modalitatea cu cea mai mare perspectivă, de variere a frecvenței oscilatorului, este *reglajul electronic*, care oferă multe avantaje față de modul obișnuit de variere mecanică a frecvenței oscilațiilor generate de oscilator.

În fig. 2.6 este arătată schema oscilatorului cu acord electronic, realizat cu ajutorul diodei varicap D_1, planară cu siliciu. Acordul cu diodă varicap elimină con-

tactele mecanice din circuitele de înaltă frecvență și mărește în mod substanțial siguranța în funcționare a blocului de înaltă frecvență, fără înrăutățirea parametrilor săi; permite de asemenea să se reducă, în mare măsură, dimensiunile blocului comutator de canale.

Puterea în înaltă frecvență la ieșirea oscilatorului este comparativ mică. Pe primul canal ea este aproximativ de 0,1 mW, iar pe ultimul — 1 mW. O asemenea mărime pentru putere se asigură cu un curent de colector de cîțiva miliamperi și o tensiune de colector de aproximativ 5 V. Instalarea unui asemenea regim la tranzistor permite introducerea în circuitul de emitor a unei rezistențe de valoare mare, care să asigure și o bună termostabilizare a regimului. În mod asemănător cu conectarea unei rezistențe mari în circuitul de emitor (aproximativ 1 kΩ) al oscilatorului, în divizorul din bază se poate conecta un termistor, care să stabilizeze tensiunea de polarizare. O asemenea schemă de termostabilizare, însoțită de stabilizarea tensiunii de alimentare, asigură o stabilitate ridicată a frecvenței oscilațiilor.

2.1.4. **Blocul de înaltă frecvență al gamei de unde decimetrice (blocul UÎF)**

Centrul de televiziune din Uniunea Sovietică face transmisii, în ultimul timp și în gama de unde decimetrice (470—622 MHz). De aceea, pentru a recepționa toată gama de unde transmise, este necesar a avea în televizor două blocuri comutatoare de canale: unul pentru unde metrice, altul pentru unde decimetrice. Trebuie însă spus că particularitățile tranzistoarelor în blocul UÎF sînt cu mult mai evidente decît în blocul FÎF al undelor metrice. Aceasta se explică prin faptul că nivelul de zgomot în gama de unde decimetrice este cu mult mai însemnat, lucru de care trebuie ținut seama atunci cînd se urmărește mărirea sensibilității.

În prima etapă a asimilării gamei de unde decimetrice, este rațional ca blocul UÎF să fie conceput ca o anexă la blocul comutator de canale al gamei de unde metrice, care să conțină etajul AÎF și mixerul-oscilator. Din punct de vedere constructiv, anexa constă dintr-o cutie metalică, separată prin pereți despărțitori în trei camere.

Principalul neajuns al anexei pentru unde decimetrice, avînd o asemenea construcție, este valoarea mică pe care o are coeficientul de amplificare comparativ cu blocul comutator de canale al gamei de unde metrice. În microtelevizoarele actuale, acest neajuns este eliminat prin alcătuirea unui bloc de înaltă frecvență combinat. Un asemenea bloc este o construcție unitară, constînd din blocurile comutator al gamei de unde metrice și din blocul UÎF. Practic, se întîlnesc două feluri de construcții ale blocului de înaltă frecvență combinat: unul avînd blocur le comutator de canale și UÎF în aceeași carcasă și altul cînd cele două blocuri se găsesc în carcase diferite, cuplate însă mecanic și electric. Între cele două blocuri nu sînt diferențe. Tranzistoarele tuturor etajelor sînt conectate după schema cu bază comună. Pentru egalizarea coeficienților de amplificare ai celor două blocuri, mixerul blocului comutator de canale al gamei de unde metrice se folosește ca etaj suplimentar AFII pentru recepția semnalelor din gama de unde decimetrice. Semnalul de frecvență intermediară din circuitul de colector oscilator-mixer al blocului UÎF se aplică

pe emitorul mixerului comutatorului de canale al gamei de unde metrice. Prin comutarea televizorului pentru recepția canalelor UÎF, tensiunile de alimentare la AÎF și blocul comutator al gamei de unde metrice se întrerup, iar tensiunea de RAA se conectează la AÎF al blocului UÎF. Recepția, pentru ambele game de unde, se realizează cu aceeași antenă.

Pentru cazul cînd televizorul va lucra în apropierea centrului de emisie de televiziune, pentru recepționarea transmisiilor în gama de unde decimetrice se poate utiliza un convertor simplu, realizat cu un singur tranzistor [11]. Convertorul, realizat pe canalul 33, transformă semnalele de UÎF de 567,25 MHz în semnale ale unuia din canalele neocupate ale gamei de unde metrice.

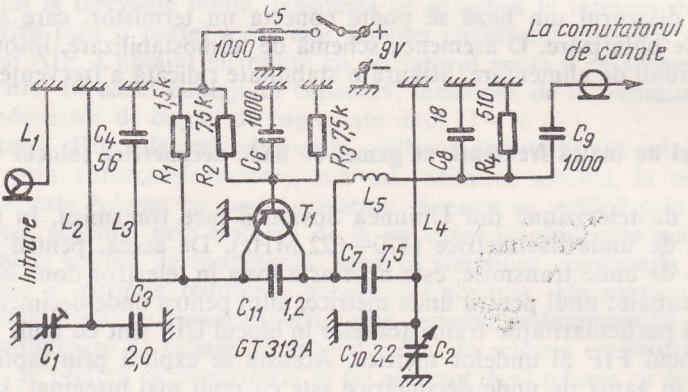


Fig. 2.7. Schema unui convertor simplu pentru unde decimetrice.

Acest convertor simplu (fig. 2.7) conține circuitul de intrare și etajul de conversie. Instalația de intrare constă din trei porțiuni de linii cuplate L_1, L_2, L_3 al căror scop este de a realiza adaptarea între impedanța caracteristică a fiderului de antenă și impedanța de intrare în etajul de conversie. Etajul de conversie este realizat cu tranzistorul T_1 tip GT 313 A (ГТ 313 A), conectat după schema cu baza comună. Inductanța L_4 este de asemenea o porțiune de linie, aparținînd circuitului rezonant al oscilatorului și numai în circuitul de ieșire al etajului se află o inductanță concentrată, obișnuită, deoarece circuitul este acordat pe frecvența canalului din gama undelor metrice.

2.2. Scheme practice de comutator de canale de televiziune

2.2.1. Blocul comutator de canale simplu

Pentru a putea face o comparație convenabilă a diferitelor scheme și realizări constructive de blocuri comutatoare de canale admitem prezentarea celui mai simplu comutator sub denumirea de BCC—1. În fig. 2.8 este redată schema prin-

cipială a lui BCC—1, care asigură parametrii electrici necesari. În afară de aceasta, el este simplu ca execuție și de reglat. Știută fiind dificultatea de realizare în condiții de amator a comutatorului tip tobă sau disc, în acest bloc, pentru comutarea bobinelor din circuit, se utilizează un comutator cu galeți, standard, cu cinci poziții, care permite recepția programelor de televiziune ale stațiilor de emisie de pe patru canale din douăsprezece, ceea ce este cu totul suficient. În plus, pe cea de

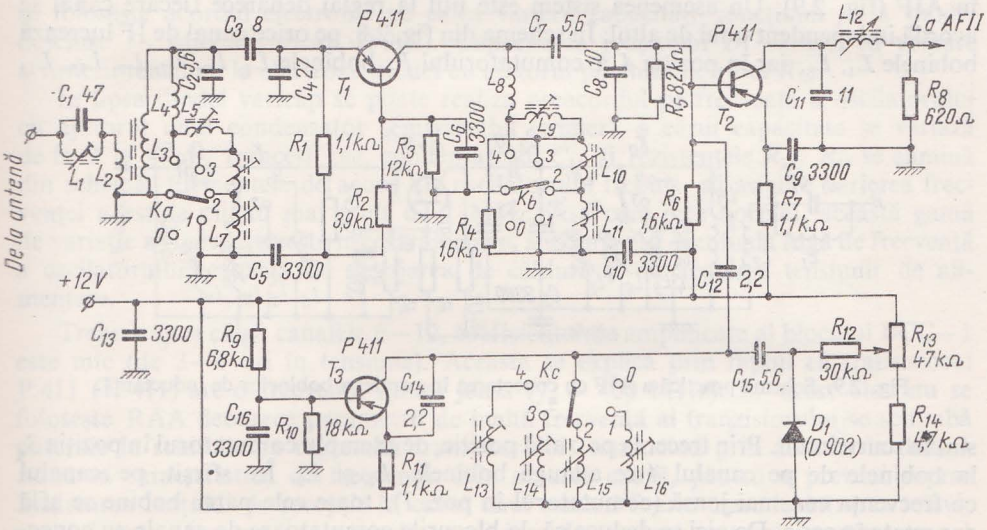


Fig. 2.8. Schema practică a blocului BCC—1.

a cincea poziție a comutatorului este prevăzută posibilitatea conectării anexei pentru recepția programului din gama de unde decimetrice.

În BCC—1 se folosesc trei tranzistoare tip P 411 (П 411) [10]. Circuitul de intrare este un circuit acordat la rezonanță (combinația între inductanțele $L_4 - L_7$ și C_2). Acesta se adaptează cu antena cu ajutorul transformatorului de ÎF de adaptare L_2L_3. Pentru combaterea perturbațiilor pe frecvența intermediară, între ștecherul de antenă și transformatorul de adaptare este introdus un circuit dop ca filtru L_1C_1. Coeficientul de conectare al tranzistorului T_1 la circuitul de intrare se determină corespunzător raportului capacităților C_3 și C_4.

Amplificatorul de înaltă frecvență este realizat după schema cu baza comună. Baza tranzistorului este pusă la masă pentru componenta alternativă prin condensatorul C_6. Sarcina tranzistorului T_1 constă dintr-un circuit rezonant, singular, cu conectarea totală în circuitul de colector (combinația de inductanțe L_{8-11} și capacitățile C_{7-8}). Coeficientul de conectare a impedanței de intrare a tranzistorului T_2 al mixerului la circuitul de sarcină al AÎF, de a cărui mărime depinde lățimea benzii de trecere a acestui circuit, depinde de raportul capacităților condensatoarelor C_7 și C_8.

Folosirea conectării în serie a circuitelor cu bobine, pe diferite canale, atît în circuitul de intrare cît și în circuitele de sarcină AÎF, este în legătură cu folosirea comutatorului cu galeți. Prin conectarea în paralel a acestor bobine între emitor și colector la tranzistorul T_1, se va face simțită prezența capacității parazite între contactele mobile ale comutatorului și, prin urmare, AÎF, pe canalele 6—12, va avea tendința de autooscilație.

Pentru canalele 1—5 se poate folosi conectarea în paralel a circuitelor bobinelor în AÎF (fig. 2.9). Un asemenea sistem este util la reglaj deoarece fiecare canal se acordă independent unul de altul. În schema din fig. 2.8, pe orice canal de ÎF lucrează bobinele L_4, L_8, iar în poziția *4* a comutatorului *P*, bobinele L_5, L_6, L_7, L_9, L_{10}, L_{11}

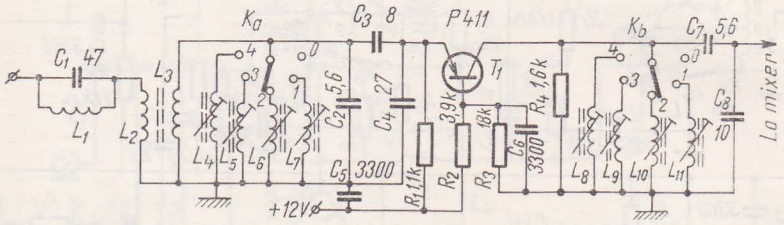


Fig. 2.9. Schema practică a AÎF cu conectarea în paralel a bobinelor de inductanță.

sînt în scurtcircuit. Prin trecerea pe o altă poziție, de exemplu comutatorul în poziția *3*, la bobinele de pe canalul *4* se adaugă bobinele L_5 și L_9. În sfîrșit, pe canalul cu frecvența cea mai joasă (comutatorul în poz. *1*), toate cele patru bobine se află conectate în serie. De aici se deduce că, la blocurile comutatoare de canale cu conectarea în serie a bobinelor, este obligatorie reglarea bobinelor începînd cu acelea pentru canalele de frecvență mai ridicată și terminînd cu acelea pentru canalele de frecvențe mai joase.

Rezistența R_4, care șuntează circuitul de colector al AÎF, se folosește numai pe canalele 1—5 deoarece impedanța de intrare a tranzistorului, conectat după schema cu baza comună, se mărește brusc prin scăderea frecvenței și, la frecvențe mai joase de 100 MHz nu se poate obține o lățime de bandă de trecere suficientă fără șuntarea bobinelor. Rezistențele R_1, R_2, R_3 determină regimul de lucru al tranzistorului T_1 în curent continuu. Rezistența R_1 din circuitul de emitor al lui T_1 realizează o reacție negativă în curent și asigură prin aceasta stabilizarea cu temperatura a etajului, permițînd prin aceasta a se utiliza tranzistoare cu diferiți coeficienți de amplificare β, fără a se revedea regimul. Rezistențele R_5, R_6, R_7 în mixer, și R_9, R_{10}, R_{11} din oscilator, îndeplinesc funcții analoage.

Mixerul este realizat după schema cu emitor comun. Emitorul tranzistorului T_2 este pus la masă, pentru componenta alternativă, prin condensatorul C_9. Circuitul singular de bandă largă L_{12}, C_{11} îndeplinește funcția de circuit de sarcină a mixerului. Ieșirea mixerului este calculată pentru conectarea ei pe un filtru cu selectivitate concentrată (FSC), instalat la intrarea AFII. Impedanța de intrare a unui

asemenea filtru este 75 Ω, ceea ce face posibil să se adapteze, prin cablu coaxial cu impedanța caracteristică 75 Ω, blocul BCC cu intrarea AFII, pentru orice lungime de cablu. Lățimea de bandă de trecere a circuitului L_{12}, C_{11}, în cazul adaptării optime cu sarcina, este de aproximativ 10 MHz și aceasta se asigură prin conectarea în paralel a rezistenței R_8 la acest circuit.

Tensiunea de la oscilator (100—150 mV) se aplică la baza tranzistorului T_2 prin condensatorul C_{12}. Oscilatorul blocului BCC—1 este realizat cu tranzistorul T_3 după schema cu reacție prin condensator. Pentru reglarea frecvenței oscilatorului se folosește acordul electronic pe calea varierii capacității joncțiunii *pn* a diodei deschise D_1 (dioda varicap D 902). Capacitatea joncțiunii D_1 variază ca urmare a varierii tensiunii la electrozii diodei cu ajutorul potențiometrului R_{13}.

În lipsa diodei varicap se poate realiza preacordul pe frecvență a oscilatorului cu ajutorul unui condensator semivariabil (trimer), a cărui capacitate se variază de la 2 la 4 pF. În acest caz, condensatorul C_{15} și rezistențele R_{13}, R_{14} se elimină din schemă. Elementele de acord ale oscilatorului trebuie să asigure varierea frecvenței acestuia cu nu mai mult de 1 MHz. Așa cum este normal, această gamă de variație a frecvenței este necesară pentru a compensa eventuala fugă de frecvență a oscilatorului, cauzată de degajarea de căldură și de abaterea tensiunii de alimentare.

Trebuie spus că pe canalele 6—12, coeficientul de amplificare al blocului BCC—1 este mic (de 3—4 ori în tensiune). Aceasta se explică prin faptul că tranzistorul P 411 (П 411) are o frecvență limită joasă ($f_\alpha = 400$ MHz). În acest bloc nu se folosește RAA deoarece parametrii de înaltă frecvență ai tranzistorului se schimbă puternic la schimbarea regimului tranzistorului, conducînd prin aceasta la distorsionarea caracteristicii de frecvență. Din această cauză, pentru a preveni supraîncărcarea lanțului de recepție în cazul unui semnal foarte mare la intrarea televizorului, este necesar să se prevadă un divizor de tensiune în trepte pentru semnal (de exemplu, conform fig. 2.3, *c*).

2.2.2. **Construcția cu discuri a blocului comutator de canale (BCC—*2*)**

Folosirea comutatorului cu galeți din BCC—1 limitează posibilitatea recepției stațiilor de televiziune la un număr restrîns dintre ele (3—4). Folosirea televizorului tranzistorizat în automobil, precum și atunci cînd se parcurg distanțe mari cu vehiculul în care se află instalat televizorul, face să apară noi stații de emisie care trebuie recepționate, lucrînd pe diverse canale; acest fapt conduce la necesitatea ca blocul BCC să poată fi comutat pe oricare din cele 12 canale. Schema principală a unui asemenea BCC este redată în fig. 2.10. După tipul contactelor ce le conține, acest comutator se numește cu discuri (descrierea amănunțită a blocului BCC cu discuri se face mai jos).

În BCC—2, ca și în BCC—1, se utilizează trei tranzistoare tip P 411 (П 411). Circuitul de intrare al lui BCC—2 constă dintr-un circuit rezonant format de inductanțele $L_2 - L_{22}$ și capacitățile C_2, C_3 Adaptarea între antenă și intrarea în AÎF se face prin autotransformator. Și în acest caz se folosește, la trecerea

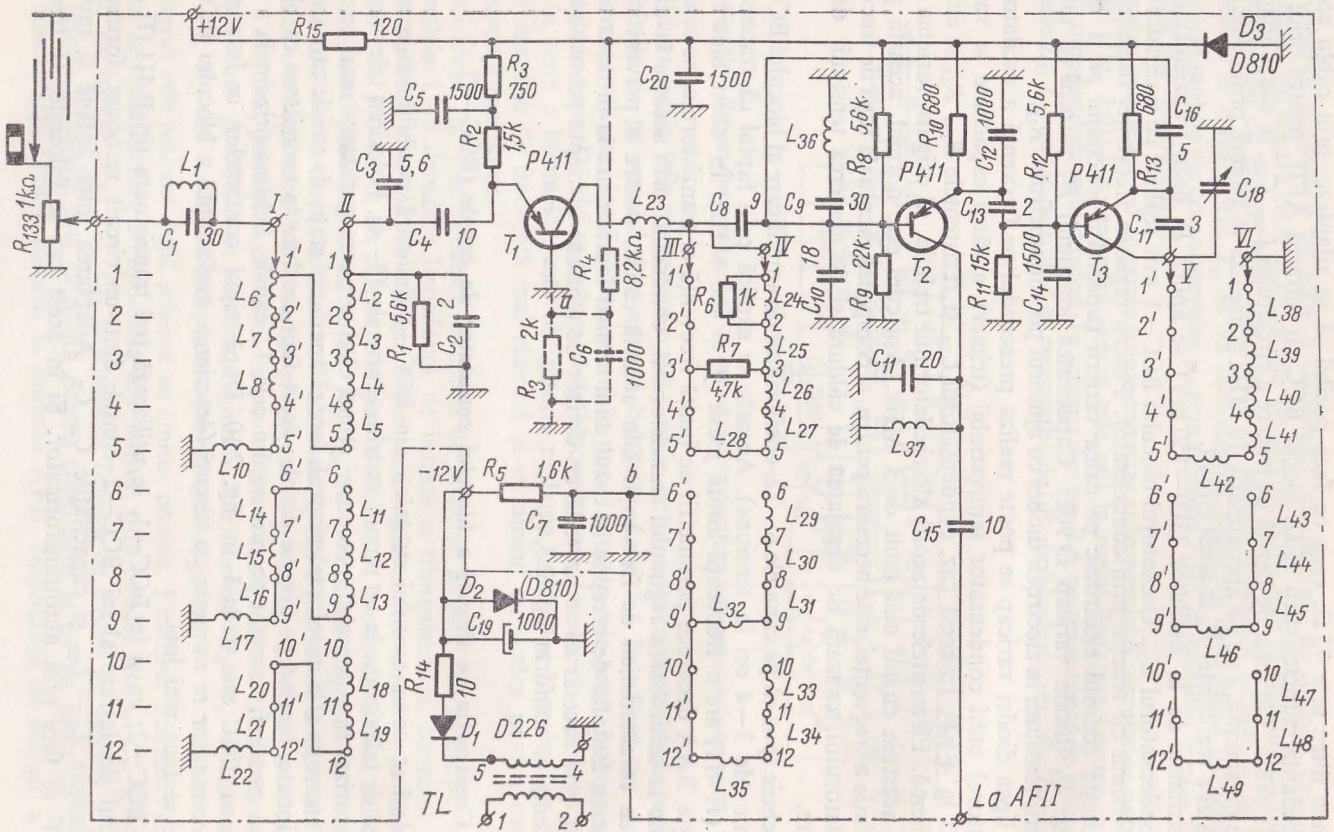


Fig. 2.10. Schema practică a blocului BCC—2.

de la un canal la altul, conectarea în serie a inductanţelor. Este totuşi foarte greu să se realizeze conectarea în serie a inductanţelor pe toate cele 12 canale. De aceea, pentru simplificarea construcţiei blocului BCC, toate bobinele de inducţie ce urmează a se conecta în serie au fost împărţite în trei grupe diferite, corespunzător frecvenţelor celor 12 canale (a se vedea tabelul 2.1) repartizate pe game. Prima grupă de bobine asigură recepţia pe canalele 1—5, a doua grupă pe canalele 6—9 şi a treia pe canalele 10—12. Din tabelul 2.1 se observă că este o întrerupere între frecvenţa canalului 5 şi frecvenţa canalului 6 şi de aceea este raţional ca primele 5 canale să fie separate într-o subgamă separată. Următoarele 7 canale (de la 6 la 12) nu pot fi acoperite prin conectarea în serie a bobinelor, deoarece, în acest caz, inductanţele bobinelor canalelor superioare ar trebui să aibă valori foarte mici şi acest lucru ar conduce la o tehnologie dificilă de execuţie a lor şi la un reglaj greoi. Ţinînd seama de acestea, s-a introdus subgama a doua cuprinzînd canalele 6—9 şi subgama a treia, cuprinzînd canalele 10—12.

Atît bobinele circuitului de intrare, cît şi bobinele circuitului de sarcină al AÎF şi ale oscilatorului se găsesc montate, corespunzător canalelor, pe trei discuri speciale, fixate pe o aceeaşi axă. Prin rotirea axei, capetele bobinei de intrare pentru fiecare canal se unesc cu contactele de schemă *I*, *II*. Contactul I face legătura cu antena, iar contactul *II* cu circuitul de bază al AÎF. Atunci cînd comutatorul BCC este aşezat pe poziţia primului canal, contactele *I* şi *II* se unesc corespunzător cu *1* şi *1'* ale discului circuitului de intrare (fig. 2.11). În acest caz, circuitul de intrare

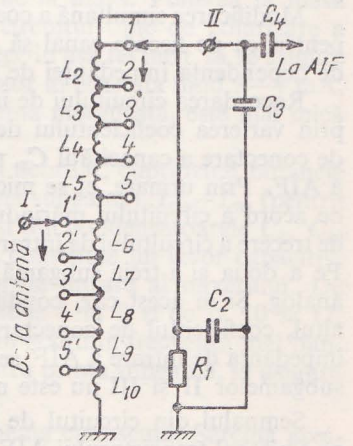


Fig. 2.11. Schema de conectare a antenei prin autotransformator la circuitul de intrare.

constă din inductanţele L_2—L_{10} conectate în serie şi avînd conectate în paralel capacităţile C_2, C_3. Coeficientul de conectare a antenei pe primul canal, m_{a1}, este egal cu raportul dintre numărul de spire al bobinelor conectate în serie N_{6-10}, cuprinse între contactul *1'* şi masă şi numărul de spire care se află conectate în serie a tuturor bobinelor cuprinse între capătul *1* şi masă N_{2-10}, adică:

$$m_{a1} = N_{6-10}/N_{2-10}.$$

Coeficientul de conectare a AÎF la circuitul de intrare este egal cu 1. Prin trecerea la canalul II, contactul *I* al schemei se unește cu capătul *2'*, iar contactul *II* cu capătul *2*. În acest caz, coeficientul de conectare a antenei este:

$$m_{a2} = N_{7-10}/N_{2-10},$$

adică, prin creșterea frecvenței canalului, coeficientul de conectare a antenei se micșorează. Pe ultimul canal al primei subgame (adică pe canalul 5), coeficientul de conectare a antenei este:

$$m_{a5} = N_{10}/N_{2-10}.$$

Odată cu creșterea frecvenței, coeficientul de conectare a AÎF scade, de asemenea, cu creșterea frecvenței canalelor. De exemplu, pe canalul 2:

$$m_{\text{AÎF }2} = N_{3-10}/N_{2-10},$$

iar pe canalul 5:

$$m_{\text{AÎF }5} = N_{6-10}/N_{2-10}.$$

Modificarea simultană a coeficienților de conectare ai antenei și AÎF este necesară, pentru ca pe fiecare canal să se asigure regimul optim de adaptare, ținînd seama de dependența impedanței de intrare a AÎF de frecvență.

Racordarea circuitului de intrare la trecerea de la un canal la altul se realizează prin varierea coeficientului de conectare a capacității circuitului C_3. Coeficientul de conectare a capacității C_3, pe fiecare canal, este egal cu coeficientul de conectare a AÎF. Prin urmare, el se micșorează prin trecerea de la canalul 1 la 5, frecvența de acord a circuitului mărindu-se. Pentru a se asigura lățimea de bandă necesară de trecere a circuitului de intrare, acesta se șuntează, pe primul canal, cu rezistența R_1. Pe a doua și a treia subgamă, adaptarea între antenă și AÎF se realizează în mod analog. Și în acest caz, condiția de bază este ca, prin trecerea de la un canal la altul, coeficientul de conectare a antenei și a AÎF să nu varieze. Prin faptul că impedanța de intrare a AÎF se micșorează odată cu creșterea frecvenței, pe canalele subgamelor II și III nu este necesar să se șunteze circuitul de intrare.

Semnalul din circuitul de intrare, prin condensatorul de cuplaj C_4, se aplică pe emitorul tranzistorului AÎF, conectat după schema cu baza comună. Polarizarea și termostabilizarea etajului se asigură numai prin rezistența de emitor R_2, deoarece baza tranzistorului este pusă la masă pentru curentul continuu. Se recomandă ca, din punct de vedere constructiv, contactul coaxial al bazei să fie pus la masă. Prin aceasta se micșorează influența acțiunii de la exterior și, de asemenea, se micșorează posibilitatea de a intra în autooscilație. Punerea la masă a terminalului bazei tranzistorului T_1 pentru curentul continuu, în schema din fig. 2.10, este posibilă numai prin folosirea a două surse de alimentare de aceeași mărime, dar de

polarități deosebite. Tensiunea + 12 V se aplică în circuitul de emitor prin filtrul R_3C_5, de netezire a pulsațiilor de joasă frecvență a tensiunii de alimentare, iar tensiunea de — 12 V se aplică în circuitul de colector al tranzistorului T_1. Trebuie spus că o asemenea schemă se folosește în scopul măririi amplificării AÎF și prin aceasta se obține mărirea sensibilității televizorului.

Tensiunea de alimentare, pentru televizoarele destinate a lucra pe automobil, este deobicei + 12 V. De aceea, tensiunea de — 12 V pentru alimentarea AÎF al BCC—2, se poate obține, de la un redresor al tensiunii baleiajului de linii, de la înfășurarea specială (4,5) a transformatorului de linii (TL). Impulsurile negative de tensiune se aplică redresorului D_1C_{19}, care lucrează în regim de detector de vîrf. Rezistența de netezire R_{14} determină regimul diodei D_1. Stabilizatorul D_2 (diodă Zener) asigură o tensiune constantă redresată. Tensiunea stabilizată se filtrează prin filtrul R_5C_7 și ajunge în circuitul de colector al tranzistorului T_1.

Trebuie spus că randamentul redresorului descris nu este mare. Pentru un curent util de aproximativ 3—4 mA consumat de AIF, redresorul consumă de la TL (transformatorul de linii) circa 10—15 mA și, prin aceasta, încarcă mult etajul de ieșire al generatorului de baleiaj pe orizontală, astfel încît și randamentul transformatorului de linii este mic. În consecință, această schemă nu este utilă pentru microtelevizoarele economice, de înaltă calitate.

În scopul măririi economicității, schema AIF a lui BCC—2 poate fi îmbunătățită. Schema modificată este arătată punctat în fig. 2.10. Prin eliminarea redresorului de — 12 V, punctul *b* al schemei se pune la masă. Punerea la masă a bazei în punctul *a* se desface și se conectează la circuitul tipic de polarizare a bazei (R_3, R_4, C_6). Valoarea rezistențelor R_3, R_4 se alege în așa fel încît să se asigure polarizarea normală a bazei lui T_1, curentul de colector al acestuia fiind 3—4 mA. Se precizează că amplificarea AIF, realizată după schema modificată, este mai mică decît cu schema inițială.

Circuitul de sarcină al AIF constă dintr-un circuit acordat, cuprinzînd bobinele de inductanță L_{24}—L_{28} conectate în serie (pentru prima subgamă), L_{29}—L_{32} (pentru a doua subgamă), L_{33}—L_{35} (pentru a treia subgamă) și din condensatoarele C_8, C_{10} conectate în serie. Simultan, condensatoarele C_8, C_{10} constituie un izvor capacitiv, de adaptare a impedanței de ieșire a AÎF la circuitul de intrare al mixerului. De fiecare dată, prin comutarea canalelor de la 1 la 5, de la 6 la 9 și de la 10 la 12, se deconectează din circuit o bobină, ceea ce asigură un acord în frecvență mai bun. Lățimea de bandă a circuitului de colector al AÎF, pentru prima subgamă, se asigură prin conectarea a două rezistențe de șuntare, R_6, R_7.

Mixerul este realizat cu tranzistorul T_2, după schema cunoscută. Sarcina acestuia este circuitul rezonant paralel $L_{37}C_{11}$, acordat pe frecvența intermediară. În circuitul bazei mixerului este conectat circuitul rezonant serie $L_{36}C_9$ care asigură decuplarea la masă a terminalului bazei lui T_2 pe frecvența intermediară. Acest lucru împiedică radierea nedorită a semnalului de frecvență intermediară.

Oscilatorul blocului BCC—2 este realizat cu tranzistorul T_3, după schema în trei puncte, capacitiv. Varierea frecvenței oscilatorului, atunci cînd se trece de la un canal la altul, se face prin comutarea bobinelor de inductanță legate în serie, ca și la circuitul de ieșice al AIF. Tensiunea de la oscilator se aplică pe baza tran-

zistorului mixerului prin condensatorul C_{16}. Reglarea fină pe frecvență se realizează prin condensatorul semivariabil C_{18}. În microtelevizoarele la care nu există o stabilizare generală a tensiunii de alimentare, pentru mărirea stabilității frecvenței oscilatorului, se recomandă să se conecteze dioda stabilizatoare D_3 (fig. 2.10) pe traseul de alimentare. Totuși, așa cum s-a mai spus, prin aceasta se înrăutățește economicitatea schemei.

● **Schema blocului de comutare canale BCC realizat constructiv sub formă de galeți (BCC—3).** Schemele de BCC descrise mai sus (BCC—1, BCC—2) sînt destinate a fi folosite în construcțiile relativ simple. Ele nu pot, în mare măsură, să asigure indicii înalți care sînt astăzi pretinși microtelevizoarelor. Acest lucru se datorește, în primul rînd, calității scăzute a tranzistoarelor folosite. Așa cum s-a mai spus, în ultimul timp au fost elaborate tranzistoarele de înaltă frecvență GT 313 (ГТ 313). Folosirea unor asemenea tranzistoare la televizoarele portative face posibil a se asigura parametri ridicați pentru lanțul de recepție, comparabili cu parametrii celor mai bune microtelevizoare străine.

În fig. 2.12 este redată schema principală a blocului comutator de canale de calitate superioară (BCC—3), ce utilizează tranzistoarele GT 313 A (ГТ — 313 А) și GT 313 B (ГТ—313 Б). În scopul simplificării acordului și a realizării constructive a blocului, este folosită soluția constructivă cu galeți pe tambur, cu conectarea în paralel a bobinelor în circuitele de acord. Tamburul lui BCC—3 conține 12 galeți pentru fiecare canal. Pe fiecare galet sînt montate pînă la 4 bobine. De exemplu, pe galetul primului canal G_1 sînt montate: bobina L_1 a circuitului de intrare, bobinele L_2 și L_3 ale filtrului de bandă și bobina L_4 a oscilatorului. Datorită conectării în paralel a bobinelor, reglajul comutatorului BCC este simplificat în mare măsură, adică, fiecare canal poate fi reglat separat și nu pe trei grupe, așa cum se făcea aceasta la blocul BCC cu conectarea în serie a bobinelor.

Pentru îmbunătățirea selectivității pe frecvența intermediară, la intrarea comutatorului BCC—3 este conectat circuitul rezonant cu mai multe secții (C_1, C_2, C_3, C_4, L_{49}, L_{50}). Acest lucru presupune conectarea, la antena telescopică și antena exterioară, prin cablu cu impedanța caracteristică 75 Ω. La intrarea BCC—3 este prevăzută de asemenea introducerea unui conector-divizor ($R_{18, 19}$) și a unui dispozitiv de adaptare care să permită, mai întîi, să se conecteze la televizor o antenă exterioară cu impedanța caracteristică de 75 Ω și, în al doilea rînd, ca de la o antenă să se conecteze un al doilea televizor. Dispozitivul de adaptare conține divizorul (R_{21}, R_{22}, R_{23}) și un transformator. Comutatorul k_1 permite să se aleagă regimul cel mai bun de adaptare.

Toate schemele de BCC examinate pînă acum au intrarea asimetrică (s-a ținut seama că se va conecta la un cablu coaxial cu impedanța caracteristică de 75 Ω), deoarece ea oferă cea mai bună protecție față de perturbații și permite să se obțină o valoare maximă pentru coeficientul de undă progresivă în circuitul de intrare. În caz că se folosește cablul simetric bifilar este necesar să se utilizeze o trecere de la linia simetrică la linia nesimetrică. Dispozitivul de adaptare ce realizează acest lucru conține, ca element de bază, un transformator.

Cele două bobine ale transformatorului de adaptare (w_1, w_2 și w_3, w_4) constituie de fapt două linii bifilare lungi, miniaturale. Principiul de funcționare este ușor

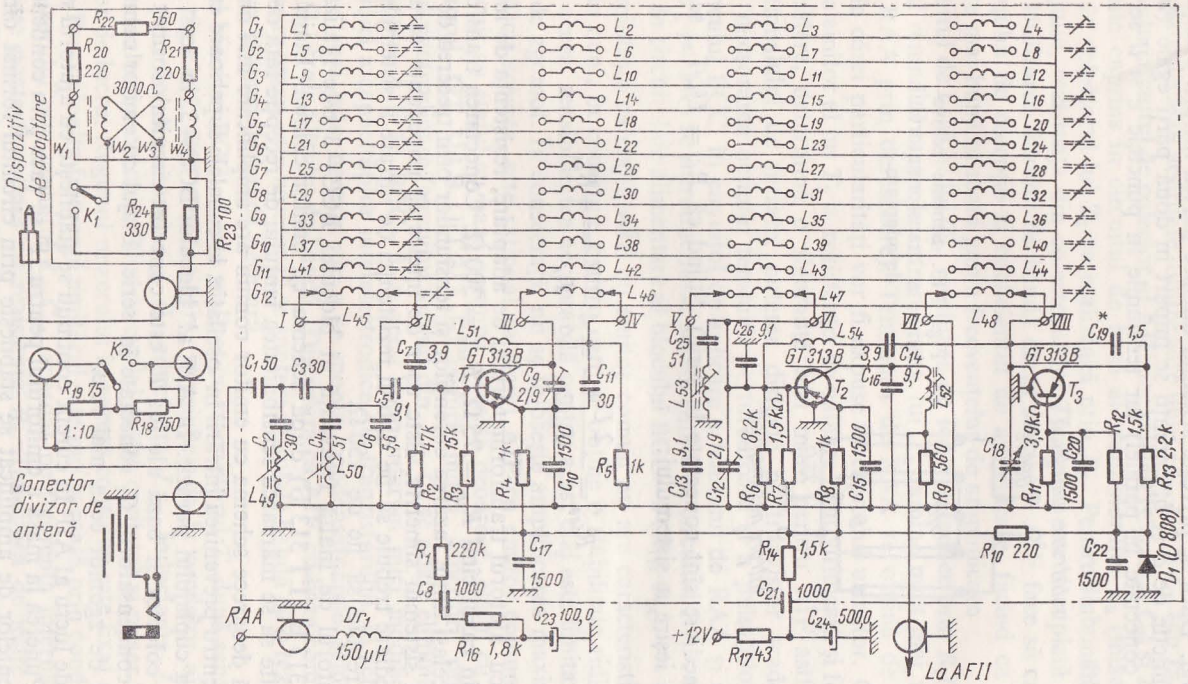


Fig. 2.12. Schema practică a blocului BCC—3.

de înțeles din fig. 2.13, unde, elementele transformatorului sînt redate sub forma unor linii lungi. Dacă se privește sistemul dinspre partea intrării coaxiale, se constată că, în funcție de *a* și *b*, curenții se împart în două părți egale (liniile intermediare sînt conectate în paralel) iar tensiunile în punctele *c* și *d* se însumează

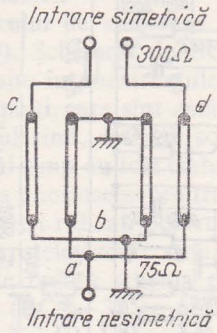


Fig. 2.13. Scheme echivalente a transformatorului de adaptare.

(liniile intermediare sînt conectate în serie). Știind că $R_{in} = U_{in}/I_{in}$, se calculează rezistența de ieșire a sistemului:

$$R_{ieș} = \frac{2\,U_{in}}{I_{in}/2} = 4\,\frac{U_{in}}{I_{in}} = 4\,R_{in}$$

Așadar, cu ajutorul transformatorului de adaptare, rezistența de intrare crește de 4 ori și, în cazul cînd $R_{in} = 75\,\Omega$, $R_{ieș} = 300\,\Omega$. Conectarea transformatorului asigură, în același timp, fazarea curenților și tensiunilor prin trecerea de la sistemul nesimetric la sistemul simetric. Este ușor de înțeles că impedanța caracteristică a liniei intermediare trebuie să fie dublul rezistenței de intrare a sistemului. În cazul nostru, ea trebuie să fie de 150 Ω.

Amplificatorul de înaltă frecvență al blocului BCC—3 este realizat cu tranzistorul GT 313 B (ГТ 313 Б) după schema cu emitor comun. Etajul cu emitor comun permite să se mărească sensibilitatea lanțului de recepție față de schema cu bază comună deoarece schema cu emitor comun are amplificare mai mare.

Totuși, pentru prevenirea intrării în oscilație, la canalele superioare este necesară neutrodinarea cuplajului parazit. În AIF al blocului BCC—3, în acest scop, între circuitele de colector și bază ale lui T_1 este conectat circuitul format din inductanța L_{51} și condensatorul C_7 conectate în serie. Etajul cu emitor comun prezintă caracteristici de zgomot ceva mai rele.

Regimul de lucru al AIF în curent continuu se stabilește cu ajutorul rezistențelor R_2, R_3, R_4. Punerea la masă a emitorului pentru ÎF se face prin condensatorul C_{10}. Gama frecvențelor de amplificat se stabilește prin circuitul format din condensatoarele C_5, C_6 și una din inductanțele L_1, L_5, L_9 etc., pînă la L_{45}, conectată în circuitul de bază al lui T_1.

În circuitul de colector al AÎF, în locul unui circuit rezonant singular, aşa cum a fost mai înainte, este introdus un filtru de bandă. Filtrul de bandă constă din două circuite cuplate decalat acordate, dintre care unul (C_9, C_{11} şi L_2 sau L_6, L_{10}, ..., L_{42}) este cuprins în circuitul de colector al AÎF, iar celălalt (C_{12}, C_{13}, C_{26} şi L_3 sau L_7, L_{11}, ..., L_{43}) este cuprins în circuitul de bază al tranzistorului T_2 (mixer). Limitarea curentului în colectorul lui T_1 se realizează prin R_5. Pentru îmbunătăţirea neutrodinării etajului, rezistenţa din colectorul lui T_1, R_5 nu este decuplată pentru înaltă frecvenţă. Utilizarea filtrului de bandă drept sarcină a AÎF face să crească selectivitatea lanţului de recepţie şi coeficientul de amplificare, făcînd ca AÎF să aibă o liniaritate mai bună în toată gama frecvenţelor de amplifiicat.

În circuitul de bază al lui T_1, tensiunea de RAA se aduce prin R_1C_8 astfel încît, atunci cînd semnalul creşte la intrare, baza lui T_1 rămîne mult mai negativă decît emitorul (RAA prin deschidere). Tensiunea de RAA se obţine de la o schemă specială ale cărei particularităţi vor fi expuse în capitolul următor. Conectarea în circuitul de emitor al lui T_1 a rezistenţei de valoare relativ ridicată şi folosirea RAA prin deschidere, determină o siguranţă mai mare pentru AÎF astfel încît, prin mărirea semnalului de intrare, puterea disipată pe tranzistor scade.

Pentru micşorarea acţiunii tensiunii perturbatoare şi a pulsaţiilor de tensiune asupra blocului BCC, în circuitul de aplicare a tensiunii de RAA şi a tensiunii de alimentare (+ 12 V) se introduc filtre suplimentare în circuitul RAA (D_{r1}, C_{23}, R_{16}) şi un filtru în circuitul de alimentare al blocului BCC—3 (R_{17}, C_{24}).

Se reaminteşte că etajul AÎF cu emitor comun nu are caracteristici de zgomot suficient de buni, în condiţiile pentru care se obţine o stabilitate ridicată a amplificării. De aceea, sensibilitatea acceptabilă pentru acest etaj este limitată de proprietăţile sale de zgomot. În consecinţă, nu se foloseşte amplificarea maximă a etajului. În legătură cu aceasta, este raţional ca etajul AIF cu emitor comun, în BCC—3, să fie înlocuit cu etajul cu baza comună, aceasta deoarece, etajul cu baza comună cu tranzistorul GT 313 B (ГТ 313 Б) asigură indici superiori privind sensibilitatea, fără neutrodinare (circuitul format din L_{51}, C_7 se poate elimina). Prin modificarea schemei AIF în BCC—3 în acest scop intervin mici modificări. Datorită dispersiei mici a capacităţilor interelectrodice ale tranzistorului, în schema cu bază comună nu mai este necesar de a se monta condensatoarele semireglabile (C_9 şi C_{12}, fig. 2.12) ale filtrului de bandă. Din cauză că AIF cu baza comună are impedanţa de ieşire mare, este necesar să se şunteze filtrul de bandă cu o rezistenţă pentru a se asigura lăţimea de bandă necesară.

Mixerul blocului BCC—3 este realizat cu tranzistorul T_2 după schema cu emitor comun (v. fig. 2.12) fără neutrodinare. Tensiunea de la oscilator ajunge în baza mixerului prin condensatorul C_{13} şi inductanţa L_{54}. Inductanţa L_{54} are scopul de a egaliza valoarea coeficientului de cuplaj dintre oscilator şi mixer în toată gama frecvenţelor de lucru. Regimul mixerului în curent continuu este fixat de rezistenţele R_6, R_7, R_8. Pentru înalta frecvenţă emitorul este pus la masă prin condensatorul C_{15}. Sarcina mixerului este circuitul $L_{52}C_{16}$, acordat pe frecvenţa intermediară. Banda sa de trecere poate fi extinsă cu rezistenţa R_9. Tensiunea de ieşire a semnalului convertit în frecvenţă intermediară este culeş de pe R_9 şi, cu ajutorul cablului de ÎF este adus la intrarea AFI (amplificatorul de frecvenţă intermediară).

La intrarea mixerului este conectat filtrul rezonant serie $L_{53}C_{25}$ care are același rol ca și filtrul $L_{36}C_9$ din schema blocului BCC—2 (v. fig. 2.10).

Oscilatorul blocului BCC—3 este realizat cu tranzistorul T_3, conectat după schema cu baza comună; schema oscilatorului *c*ste de tipul în trei puncte, capacitiv. Regimul în curent continuu se stabilește cu rezistențele R_{11}, R_{12}, R_{13}. Tensiunea de alimentare este stabilizată cu dioda cu siliciu D_1. Gama de frecvențe de lucru de amplificat se stabilește prin comutarea inductanțelor L_4, L_8, L_{12}, etc., pînă la L_{48}, iar reglajul fin al frecvenței oscilatorului, pe canalul de lucru ales, se asigură prin condensatorul variabil C_{18}.

2.3. Calculul schemei blocului de înaltă frecvență

2.3.1. Circuitul de intrare

După cum s-a mai spus, din condiția asigurării unui gabarit minim, circuitul de intrare cel mai răspîndit este circuitul cu conectarea în serie a inductanței (L_1 din fig. 2.4, *a*). Schema unui asemenea circuit este redată în fig. 2.14, *a*. Pentru calculul circuitului de intrare este necesar să se aleagă mai întîi tipul tranzistorului și schema de conectare a acestuia în AÎF. În afară de aceasta trebuie cunoscute rezistența de intrare R_{in} și capacitatea de intrare C_{in} a etajului AIF, cel puțin pentru trei puncte ale gamei de frecvențe de transmis: capătul inferior $f_j = 50$ MHz, frecvența medie $f_m = 100$ MHz și capătul de sus $f_s = 200$ MHz. În caz că se folosește un etaj de AÎF neutrodinat realizat după schema cu emitor comun (v. fig. 2.12),

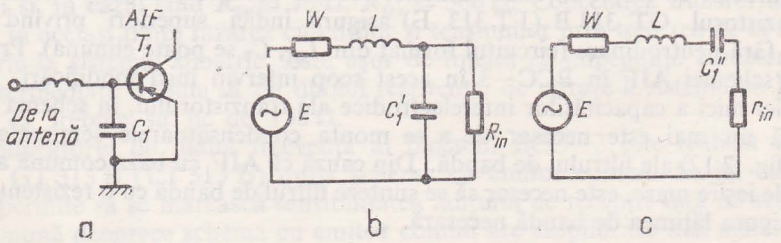


Fig. 2.14. Circuitul de intrare al etajului cu conectarea în serie a inductanței, realizat după schema cu emitor comun:

a — schema de principiu; *b*, *c* — scheme echivalente.

rezistența de intrare și capacitatea de intrare a AÎF se pot lua egale cu acelea corespunzătoare tranzistorului.

Pentru calculul circuitului de intrare se utilizează schema echivalentă redată în fig. 2.14, *b*, unde notațiile au următoarele semnificații: E — tensiunea indusă în antenă, W — impedanța caracteristică a fiderului de legătură a BCC cu antena,

egală cu 75 Ω, $C_1' = C_1 + C_{in}$ — capacitatea circuitului de intrare, R_{in} — rezistența de intrare a etajului AÎF. Pentru ușurința calculelor, este indicat să se lucreze după schema din fig. 2.14, *c* în locul schemei din fig. 2.14, *b*. În acest caz:

$$r_{in} = \frac{R_{in}}{1 + \omega^2 C_1' R_{in}^2}, \tag{2.1}$$

$$C_1'' = C_1' \left(1 + \frac{1}{\omega^2 C_1' R_{in}^2} \right), \tag{2.2}$$

unde $\omega = 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{L C_1''}}$ corespunde rezonanței serie a circuitelor L, C_1.

Adaptarea sistemului antenă-fider la intrarea BCC se realizează ușor pe frecvența de rezonanță serie *f*. În acest caz, condiția transmiterii puterii maxime la intrarea tranzistorului T_1 va fi:

$$r_{in} = W, \tag{2.3}$$

Ținînd seama de relațiile (2.1), (2,2), (2.3), în regim de adaptare capacitatea C_1' trebuie să satisfacă egalitatea:

$$C_1' = \sqrt{\frac{R_{in} - W}{W \omega^2 R_{in}^2}}, \tag{2.4}$$

În acest fel, pentru fiecare frecvență se poate găsi valoarea capacității $C_1 = C_1' - C_{in}$, care să asigure adaptarea.

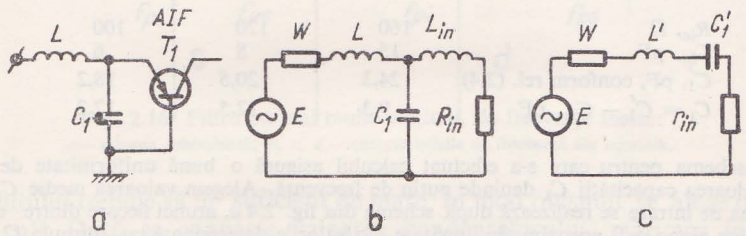


Fig. 2.15. Circuitul de intrare al etajului cu conectarea în serie a inductanței, realizat după schema cu baza comună:
a — schema de principiu; *b*, *c* — scheme echivalente.

Trebuie știut că atunci cînd etajul AÎF se realizează după schema cu baza comună impedanța de intrare a tranzistorului este echivalentă cu o inductanță. În acest caz, schema echivalentă a circuitului de intrare a etajului (fig. 2.15, *a*) ia forma

din fig. 2.15, *c*. Cu ajutorul schemei modificate (fig. 2.15, *c*) se pot deduce cu ușurință formulele de calcul necesare, analoage formulelor pentru schema cu emitor comun.

$$L' = L + L_{in}$$

$$C_1' = C_1\left(1 + \frac{1}{\omega^2 C_1 R_{in}^2}\right)$$

$$\omega' = 2\pi f' = \frac{1}{\sqrt{L' C_1'}}.$$

Fără nici-o dificultate se poate determina valoarea lui C_1 pentru regimul de adaptare:

$$C_1 = \sqrt{\frac{R_{in} - W}{W(\omega')^2 R_{in}^2}}.$$

Exemplul 2.1. Să calculăm, ca exemplu, circuitul de intrare pentru schema din fig. 2.14, *a* în caz că se utilizează tranzistorul P 411. Mărimile măsurate ale rezistenței de intrare și capacității de intrare ale tranzistorului P 411 (II 411), în regimul $U_c = 5$ V și $I = 1$ mA, la trei frecvențe din gama de recepție (joasă, medie și înaltă), sînt date în tabelul 2.2. Pe baza formulei (2.4), mărimile rezultate pentru C_1' și $C_1 = C_1' - C_{in}$ sînt trecute de asemenea în tabelul 2.2. De aici

Tabelul 2.2

Calculul instalației de intrare

	Mărimea parametrului la frecvența gamei MHz		
	$f_j = 50$	$f_m = 100$	$f_s = 200$
R_{in}, Ω	160	120	100
C_{in}, pF	15	8	6
C_1', pF, conform rel. (2.4)	24,3	20,5	18,2
$C_1 = C_1' - C_{in}$, pF	9,3	12,5	12,2

rezultă că schema pentru care s-a efectuat calculul asigură o bună uniformitate de adaptare, deoarece valoarea capacității C_1 depinde puțin de frecvență. Alegem valoarea medie $C_1 = 11$ pF. Dacă schema de intrare se realizează după schema din fig. 2.4 *a*, atunci fiecare dintre capacitățile acestei scheme ajung a fi aproximativ jumătate din valorile determinate cu formula (2.4). Astfel pentru o mărime determinată a lui C_1, acordul pe fiecare canal se realizează prin alegerea inductanței L, a cărei mărime se poate determina cu relația:

$$L = \frac{1}{C_1'' (2\pi f)^2},$$

în care se introduce valoarea pentru C_1'' și pentru f pentru fiecare canal. Propunem ca aceste calcule să le facă însuși cititorul.

● **Circuitul de atenuare a perturbațiilor** (filtru de frecvențe înalte). Pentru atenuarea perturbațiilor pe frecvența intermediară imagine, în mod obișnuit, la intrarea BCC, se conectează în serie un circuit rezonant paralel (L_1C_1 din fig. 2.5 și fig. 2.10). Acordul acestui circuit nu trebuie să depindă de parametrii de proximitate ai schemei (capacitatea montajului, capacitățile interelectrodice ale tranzistoarelor) și să nu se schimbe prin înlocuirea tranzistoarelor în AÎF. În acest scop, capaci-

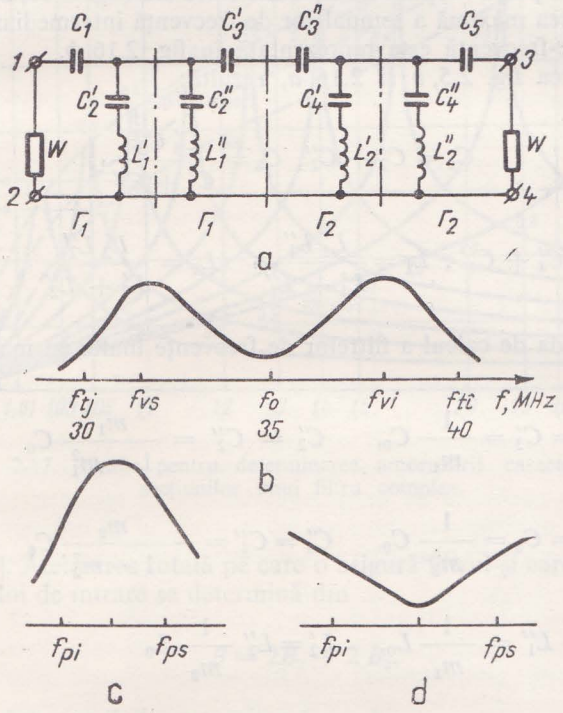


Fig. 2.16. Filtru cu mai multe secțiuni, de frecvențe înalte:
a — schema echivalentă; *b*, *c*, *d* — caracteristicile de frecvență ale acestuia.

tatea circuitului trebuie să fie suficient de mare. În mod obișnuit se alege de aproximativ 50 pF. Dacă se cunoaște valoarea condensatorului, mărimea inductanței se determină cu relația:

$$L_1 = \frac{1}{C_1 (2\pi f_0)^2}.$$

Pentru frecvența de acord a circuitului $f_0 \approx 35$ MHz, rezultă $L_1 \approx 0{,}40$ μH. Frecvența de acord a circuitului se determină din necesitatea ca amplificarea să fie

aceeași atît la frecvența purtătoare de imagine cît și la frecvența purtătoare de sunet (fig. 2.16, *c*). În aceste condiții de reglaj, filtrul asigură o caracteristică de frecvență asemănătoare celei din fig. 2.16, *d*.

Pentru mărirea selectivității lanțului de recepție, la intrarea blocului comutator de canale se introduce adesea un filtru de frecvențe superioare (a se vedea fig. 2.5, *b* și 2.12). Să calculăm selectivitatea pe care o asigură filtrul cu mai multe secțiuni (fig. 2.5, *b*). Pentru a se ușura calculele, schema filtrului redată în această figură se poate înlocui cu patru secțiuni în *L*, unite între ele (fig. 2.16, *a*). Filtrul trebuie să asigure atenuarea maximă a semnalelor de frecvență intermediară; caracteristica sa de amplitudine-frecvență este reprezentată în fig. 2.16, *b*.

Din compararea fig. 2.5, *b* și 2.16, *a*, rezultă:

$$C_2 = C_2' + C_2'', \quad C_3 = \frac{C_3' C_3''}{C_3' + C_3''},$$

$$C_4 = C_4' + C_4'', \quad L_1 = \frac{L_1' L_1''}{L_1' + L_1''}, \quad L_2 = \frac{L_2' L_2''}{L_2' + L_2''}. \tag{2.5}$$

Utilizînd metoda de calcul a filtrelor de frecvențe înalte cu mai multe secțiuni, se obțin relațiile:

$$\left.\begin{aligned} C_1 = C_3' &= \frac{1}{m_1} C_0, \qquad C_2' = C_2'' = \frac{m_1}{1 - m_1^2} C_0 \\ C_3'' = C_5 &= \frac{1}{m_2} C_0, \qquad C_4' = C_4'' = -\frac{m_2}{1 - m_2^2} C_0 \\ L_1' = L_1'' &= \frac{1}{m_1} L_0, \qquad L_2' = L_2'' \frac{1}{m_2} L_0 \end{aligned}\right\} \tag{2.6}$$

unde

$$m_1 = \sqrt{1 - \frac{f_{vi}^2}{f_{ti}^2}}, \quad m_2 = \sqrt{1 - \frac{f_{vs}^2}{f_{ti}^2}} \tag{2.7}$$

f_{ti} — frecvența înaltă de tăiere a filtrului ;

f_{vi}, f_{vs} — corespunzător, fecvența înaltă și joasă a gamei, pentru o selectivitate maximă (de vîrf) pe frecvența intermediară (v. fig. 2.16, *b*). Mărimile parametrilor auxiliari L_0 și C_0 se determină din regimul de adaptare și din frecvența superioară de tăiere:

$$L_0 = \frac{W}{2\pi f_{ti}}, \quad C_0 = \frac{1}{W 2\pi f_{ti}}. \tag{2.8}$$

În acest fel cunoscînd mărimile f_{ti}, f_{vi}, f_{vs}, cu ajutorul relațiilor (2.5), (2.6), (2.7) se pot determina toate elementele filtrului de frecvențe înalte.

În continuare, utilizînd graficele din fig. 2.17, determinăm gradul de atenuare al fiecărei secțiuni a filtrului pentru mărimi cunoscute ale factorului de calitate (Q_1 și Q_2) al circuitelor acordate pe frecvențele f_{vi} și f_{vs} și mărimile calculate m_1, m_2,

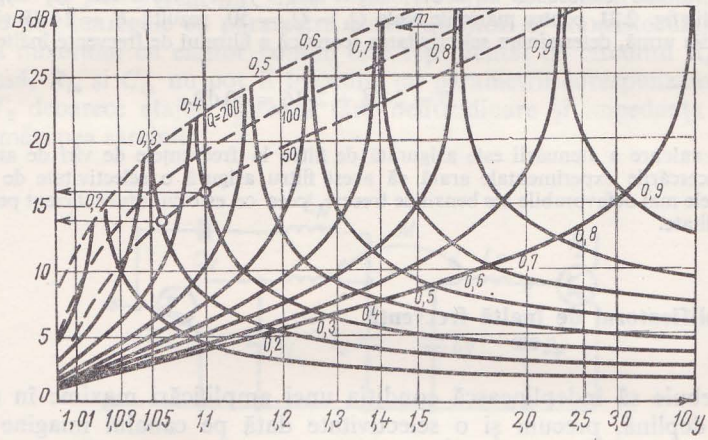


Fig. 2.17. Grafic pentru determinarea amortizării caracteristice a secțiunilor unui filtru complex.

f_{ti}/f_{vi}, f_{ti}/f_{vs} [12]. Atenuarea totală pe care o asigură filtrul și care determină selectivitatea circuitului de intrare se determină din

$$B = 2B_1 + 2B_2, \tag{2.9}$$

unde B_1 și B_2 sînt atenuările secțiunilor L_1 și L_2.

Exemplul 2.2. Drept exemplu, să determinăm parametrii filtrului care să asigure o caracteristică de amplitudine frecvență conform reprezentării din fig. 2.20, *b*. Din această figură se observă că $f_{ti} = 40$ MHz. Frecvențele corespunzătoare maximelor de atenuare le alegem din condiția asigurării selectivității pe frecvența intermediară $f_{vi} = 38$ MHz și respectiv $f_{vs} = 36$ MHz.

Pentru $W = 75\,\Omega$, din relațiile (2.7) și (2.8) rezultă:

$$m_1 = \sqrt{1 - \frac{38^2}{40^2}} = 0{,}3, \quad m_2 = \sqrt{1 - \frac{36^2}{40^2}} = 0{,}42,$$

$$L_0 = \frac{75}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 40 \cdot 10^6} = 0{,}3\ \mu\text{H}, \quad C_0 = \frac{1}{75 \cdot 2 \cdot 3{,}14 \cdot 40 \cdot 10^6} = 53\ \text{pF}.$$

Apoi, folosind mărimile deduse, din relațiile (2.5) și (2.6) determinăm:

$C_1 = 170$ pF; $C_2 = 34$ pF; $C_3 = 73$ pF; $C_4 = 54$ pF; $C_5 = 125$ pF; $L_1 = 0{,}5$ μH; $L_2 = 0{,}35$ μH.

În toate aceste calcule nu s-a luat în considerare influența elementelor parazitare ale schemei. Dacă se ține seama de acestea, mărimile capacităților filtrului se vor alege cu 20—30% mai mici decît cele calculate.

Pentru valorile cunoscute $m_1 = 0{,}3$; $m_2 = 0{,}42$; $y_1 = f_{ti}/f_{vs} = 1{,}1$; $y_2 = f_{ti}/f_{vi} = 1{,}1$ și din graficul din fig. 2.21, pentru mărimile reale $Q_1 = Q_2 = 50$, rezultă $B_1 = 14$ dB și $B_2 = 16$ dB.

În cele din urmă, determinăm selectivitatea teoretică a filtrului de frecvențe înalte:

$$B = 2 \cdot 14 + 2 \cdot 16 = 60 \text{ dB}.$$

Această valoare a atenuării este asigurată de filtru la frecvențele de vîrf de atenuare 36 și 38 MHz. Încercările experimentale arată că acest filtru asigură o selectivitate de 40 dB chiar în punctele cele mai defavorabile ale benzii de trecere, ceea ce este cu totul suficient pentru recepția de înaltă calitate.

2.3.2. Amplificatorul de înaltă frecvență

AÎF trebuie să îndeplinească condiția unei amplificări maxime în condiții de stabilitate deplină, precum și o selectivitate dată pe canalul imagine (frecvența imagine). La alegerea schemei AÎF este preferabil să se prevadă ca acesta să aibă un filtru de bandă cu două circuite acordate deoarece acesta asigură amplificarea maximă și un bun coeficient de dreptunghiularitate al caracteristicii de frecvență, față de schema cu un singur circuit acordat în circuitul de colector. Circuitul echivalent, pentru componenta alternativă în schema AÎF cuplat cu mixerul, este redat în fig. 2.18, *a*.

Pentru a se asigura amplificare maximă, stabilă, pentru lanțul de recepție, este necesar de a neutraliza acțiunea părții reactive a admitanței inverse de intrare a tranzistorului T_1 prin condensatorul C_N. Întrucît este foarte dificil să se măsoare mărimea în valoare complexă a admitanței de intrare a tranzistoarelor în gama de frecvențe 50—200 MHz, mărimea capacității C_N se determină experimental. Valoarea acesteia, pentru cele mai multe dintre tranzistoare, se poate considera 3—7 pF.

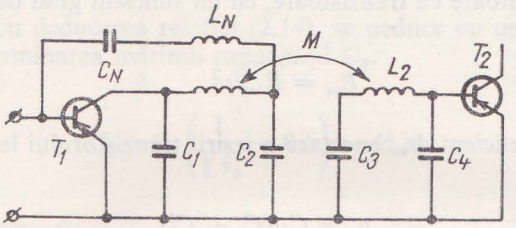
Dacă se alege $C_N = 3$ pF, pe canalul 12 amplificatorul va lucra stabil însă amplificarea sa va fi mai mică decît pentru $C_N = 7$ pF. Din această cauză, pentru ca să nu scadă amplificarea la frecvențe înalte, în serie cu C_N se introduce inductanța L_N (de ex. în fig. 2.12, în serie cu $C_N = 3$ pF s-a introdus L_{51}). Frecvența de rezonanță a circuitului serie $L_N C_N$ trebuie să fie superioară celei mai înalte frecvențe a gamei de frecvențe de amplificat și, din această cauză, acest circuit este echivalent, pentru frecvențele tuturor canalelor, cu o capacitate

$$C_e = \frac{C_N}{1 - (f/f_p)^2}, \qquad (2.10)$$

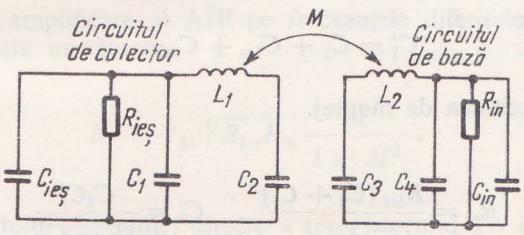
unde f este frecvența de lucru, iar $f_p = 1/2\pi \sqrt{L_N C_N}$ este frecvența de rezonanță a circuitului serie.

Formula (2.10) permite să se calculeze inductanța L_N astfel încît să se asigure amplificarea maximă a AÎF, în regim stabil pe toate canalele.

Pentru calculul parametrilor filtrului de bandă ne vom folosi de schema echivalentă din fig. 2.18, *b*. În această schemă, impedanța de ieșire a tranzistorului T_1 este înlocuită cu circuitul $R_{ieș}$, $C_{ieș}$; întrucît etajul este neutrodinat, mărimile $R_{ieș}$, $C_{ieș}$ se pot lua egale cu parametrii corespunzători ai tranzistorului. Circuitul de intrare a mixerului cu emitor comun este reprezentat de circuitul R_{in}, C_{in}. De astă dată însă, R_{in} și C_{in} nu pot fi înlocuite cu parametrii corespunzători ai tranzistorului T_2 deoarece etajul lucrează fără neutrodinare și impedanța de intrare depinde de mărimea sarcinii.



a



b

Fig. 2.18. Cuplajul AÎF cu mixerul:
a — schema simplificată; *b* — schema echivalentă a circuitului de culpaj.

Scopul principal al calculului filtrului de bandă constă în a determina mărimile condensatoarelor $C_1 - C_4$, astfel încît să se asigure banda dată de trecere Δf. Pentru a se asigura banda dată de trecere, amortizarea fiecărui circuit trebuie să îndeplinească condiția:

$$d = N \frac{\Delta f}{f_0}, \qquad (2.11)$$

unde f_0 este frecvența medie a benzii de trecere, N un coeficient depinzînd de mărimea cuplajului dintre circuitele de bază și de colector.

Condensatorul C_1 se alege în mod obișnuit a fi un trimer (condensator semivariabil) de gabarit mic, cu limite de variație a capacității între 2—9 pF (C_9 în fig. 2.12). Din această cauză, în calculele ce urmează, vom considera valoarea capacității C_1 dată. Mărimea capacității circuitului singular se determină din relația:

$$C_c = \frac{1}{2.\pi.R_{sc}f_c d}, \tag{2.12}$$

unde R_{sc} este rezistența de șuntare a circuitului de colector,
f_c este frecvența de acord a circuitului,

Pentru amplificatoare cu tranzistoare, cu un suficient grad de exactitate se poate presupune că:

$$R_{sc} = R_{ieș}/p_1^2,$$

unde p_1 este un coeficient de conectare a ieșirii tranzistorului la circuit, determinat de expresia:

$$p_1 = C_2/(C_2 + C_1').$$

Prin capacitatea C_1' se înțelege mărimea determinată de relația:

$$C_1' = C_1 + C_{ieș} + C_M,$$

unde C_M este capacitatea de montaj.

Astfel avem,

$$R_{sc} = \frac{R_{ieș}(C_2 + C_1')^2}{C_2^2}, \quad C_0 = \frac{C_2C_1'}{C_2 + C_1'} \tag{2.13}$$

Înlocuind (2.13) în (2.12)- ținînd seama și de (2.11), după cîteva calcule elementare, rezultă relația de calcul a lui C_2:

$$C_2 = \frac{v_k}{1 - v_k} C_1', \tag{2.14}$$

unde $v_k = 2 \cdot \pi \cdot N \Delta f R_{ieș} C_1'$.

Relația (2.14) permite, pentru fiecare frecvență, să se determine mărimea capacității C_2 necesară pentru asigurarea benzii date de trecere Δf. Menționăm că mărimea lui C_2, depinde de frecvență, cu toate că acest lucru nu apare direct în relația

(2.14), însă trebuie ținut seama că $R_{ieș}$ și $C_{ieș}$ (care intră în componența lui C_1) sînt dependente de frecvență.

Acum trebuie să alegem cuplajul între circuite, adică mărimea lui N, astfel încît capacitatea C_2 să rămînă, atît cît este posibil, aceeași la frecvențele diferitelor canale. Se recomandă următorul cuplaj între circuite: la frecvența $f_j =$ $= 50$ MHz — maxim posibil — $N = 0{,}32$; la frecvența $f_m = 100$ MHz — cuplaj critic — $N = 0{,}71$; la frecvența $f_s = 200$ MHz — cuplajul egal cu jumătate din cel critic — $N = 1{,}19$.

Drept condensator C_3 din circuitul de bază se folosește, în mod obișnuit, un trimer cu limite de variație a capacității 2—9 pF. Din acest motiv, mărimea capacității C_3 o considerăm dată.

Să determinăm mărimea capacității C_4 necesară pentru asigurarea benzii date de trecere.

În mod analog cu deducerea relației (2.14), se deduce cu ușurință următoarea expresie pentru determinarea mărimii capacității C_4:

$$C_4 = C_3\left(\frac{1}{\sqrt{v_b}} - 0{,}5\right) - C_{in}, \qquad (2.15)$$

unde $v_b = 2\pi N \Delta f R_{in} C_3$.

În relația (2.15) mărimea lui C_3 trebuie să țină seama de capacitatea de montaj.

Coeficientul de amplificare al AÎF pe frecvențele diferitelor canale se poate determina din relația următoare:

$$K = |\dot{Y}_{21}|\sqrt{R_{ieș}R_{in}}\,\frac{M}{1+M^2}, \qquad (2.16)$$

unde $|\dot{Y}_{21}|$ este modulul admitanței directe a tranzistorului T_1, M este coeficientul de cuplaj al circuitelor filtrului de bandă, egal cu, pentru sistemul de cuplaj ales, 2,4; 1,0 și 0,5 corespunzător la frecvențele f_j, f_m și f_s.

Exemplul 2.3. Să determinăm parametrii și amplificarea AÎF, realizat după schema din fig. 2.18, *a*, pentru următoarele date inițiale: $\Delta f = 7$ MHz, $C_N = 3$ pF, $C_1 = C_3 = 5$ pF, tranzistoarele în AÎF și mixer fiind GT 313 B (ГТ 313 Б).

Mărimile măsurate ale rezistențelor de intrare și ieșire și ale capacităților de intrare și ieșire ale AÎF și mixerului cu GT 313B (ГТ 313Б), pe trei frecvențe ale gamei, sînt date în tabelul 2.3. În același tabel sînt date și rezultatele calculului.

Din relația (2.10) determinăm mărimile inductanței L_N ale circuitului de neutrodinare al AÎF pentru trei frecvențe.

Admițînd $C_M = 3$ pF și știind mărimile lui C_1 și $C_{ieș}$, deducem la frecvența f_j:

$$C_1' = C_1 + C_{ieș} + C_M = 5 + 6{,}2 + 3 = 14{,}2 \text{ pF}.$$

Știind că la frecvența f_j, $N = 0{,}32$, din relația (2.14) deducem;

$$\gamma_k = 2.3{,}14 \cdot 0{,}32 \cdot 7 \cdot 7 \cdot 10^6 \cdot 3{,}5 \cdot 10^3 14{,}2 \cdot 10^{-12} = 0{,}68,$$

$$C_2 = \frac{0{,}69}{1 - 0{,}69} \cdot 14{,}2 = 30 \text{ pF}.$$

Tabelul 2.3

Calculul AIF

	Mărimea parametrului la frecvența gamei, MHz		
	$f_j = 50$	$f_m = 100$	$f_s = 200$
R_{in}, Ω	180	140	120
C_{in}, pF	24	15	10
$R_{ieș}$, kΩ	3,5	2,0	1,0
$C_{ieș}$, pF	6,2	4,2	4,0
$\|Y_{21}\|$, ma/V	80	40	20
N	0,32	0,71	1,19
M	2,4	1,0	0,5
C_1', pF	14,2	12,2	12,0
ν_k	0,69	0,71	0,68
C_2, pF	30	30	26
ν_b	0,013	0,0099	0,0085
C_4, pF	18	30	36
K	22	10	3,5

Din relația (2.15) deducem mărimile lui γ_b și C_4 la frecvența f_j:

$$\gamma_b = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 0{,}32 \cdot 7 \cdot 10^6 \cdot 180 \cdot 5 \cdot 10^{-12} = 0{,}013$$

$$C_4 = 5\left(\frac{1}{\sqrt{0{,}013}} - 0{,}5\right) - 24 = 18 \text{ pF}.$$

Ținînd seama de relația (2.15) și de tabelul 2.3, admițînd $M = 2{,}4$ la frecvența f_j, calculăm coeficientul de amplificare al AIF:

$$K = 80 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{3{,}5 \cdot 10^3 \cdot 180} \cdot \frac{2{,}4}{1 + 2{,}4^2} = 22.$$

Ceilalți parametri calculați pentru alte frecvențe sînt redați în tabelul 2.3.

2.3.3. Mixerul

Pentru a se face calculul mixerului (fig. 2.19, *a*) se poate înlocui schema sa cu un cuadripol, caracterizat de patru parametri compleçși $\dot{Y}$: $\dot{Y}_{11m}$, $\dot{Y}_{12m}$, $\dot{Y}_{21m}$, $\dot{Y}_{22m}$. Indicele „*m*" în notația parametrilor Y s-a introdus pentru a se deosebi acești

parametri de parametrii analogi folosiți pentru calculul etajelor în regim de amplificare. Trebuie spus că calculul parametrilor Y ai mixerului este extrem de greu de făcut și de aceea, în calculele inginerești, este rațional să ne mărginim la măsurarea for. Cel mai simplu se pot măsura impedanțele de intrare și de ieșire ale mixerului. Mărimea $|\dot{Y}_{21m}|$, în regim de conversie, este foarte greu să se măsoare. Pentru deter-

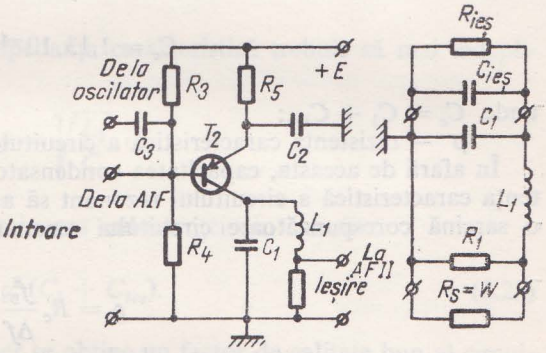


Fig. 2.19. Schema simplificată a mixerului (*a*) și schema echivalentă a lui (*b*) de ieșire.

minarea ei se pot folosi datele experimentale care arată că, în majoritatea cazurilor mărimea $|\dot{Y}_{21m}|$, în regim de conversie, este aproximativ de trei ori mai mică decît valoarea parametrului corespunzător în regim de amplificare, adică,

$$|\dot{Y}_{21m}| \approx \frac{1}{3} |\dot{Y}_{21}| \qquad (2.17)$$

Mărimea lui $|\dot{Y}_{21}|$, pentru etajul cu emitor comun, a fost determinată anterior (tabelul 2.3).

În schemele examinate (v. fig. 2.12), deosebirea între etajul mixerului și al AÎF constă în lipsa circuitului de neutrodinare la mixer. Aceasta se explică prin faptul că, la mixer, neutrodinarea nu poate fi obținută prin aplicarea unei părți din tensiunea de ieșire la intrare deoarece tensiunea de ieșire are frecvența intermediară iar tensiunea de intrare are frecvența semnalului. De asemenea, la mixer, cuplajele parazite inverse sînt cu mult mai puțin periculoase din cauza diferenței de frecvență de acord a circuitelor de intrare și de ieșire.

Sarcina mixerului este AFI care are impedanța de intrare, pentru frecvența intermediară de imagine ($f_0 \approx 35$ MHz), egală cu componenta activă și cu $W = 75\ \Omega$. Calculul mixerului trebuie astfel efectuat încît el să asigure coeficientul maxim de transfer, atunci cînd funcționează pe o sarcină dată și să aibă banda de trecere necesară Δf. În calitate de element de adaptare, aproape întotdeauna, la ieșirea mixerului se introduce un circuit singular rezonant (L_{52}, C_{16}, R_9 din fig. 2.12). Folosirea unui circuit singular la ieșirea mixerului, încărcat cu rezistență activă $W = 75\ \Omega$, ușurează în mod esențial reglajul blocului comutator de canale BCC.

Așa cum este normal, circuitul singular la ieșirea mixerului se introduce în acele cazuri cînd la intrarea AÎF se află un filtru cu selectivitate concentrată, care să asigure selectivitatea dată pe toate frecvențele necesare din apropierea benzii de trecere.

În fig. 2.19, *b* este reprezentată schema echivalentă a circuitului singular oscilant al mixerului. Capacitatea circuitului, care să asigure rezonanța la frecvența f_0, se poate determina cu formula:

$$C_c = 1{,}13 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{f_0}{\rho} \tag{2.18}$$

unde $C_c = C_1 + C_{ies}$;

ρ — rezistența caracteristică a circuitului rezonant.

În afară de aceasta, capacitatea condensatorului trebuie să fie astfel încît rezistența caracteristică a circuitului rezonant să asigure banda dată de trecere pentru o sarcină corespunzătoare circuitului rezonant, adică să îndeplinească condiția:

$$\rho = R_c \frac{f_0}{\Delta f}. \tag{2.19}$$

Rezistența de circuit R_c din această expresie constă din înserierea rezistenței de inserție, introdusă de partea de ieșire a mixerului R_{ins}, cu rezistența circuitului paralel R_1, R_s. Considerînd $R_s = W$, se obține:

$$R_s = R_{ins} + \frac{R_1 W}{R_1 + W}. \tag{2.20}$$

Din condiția asigurării unui regim de adaptare, R_1 se alege de cîteva ori mai mare decît impedanța caracteristică a cablului. Obișnuit,

$$R_1 = (7 - 10)\, W. \tag{2.21}$$

Rezistența de inserție introdusă în circuit de către circuitul de ieșire al mixerului se determină cu formula:

$$R_{ins} = \frac{\rho^2}{R_{ies}}. \tag{2.22}$$

După înlocuirea relației (2.23) în relația (2.19) și cîteva transformări simple obținem expresia pentru calculul rezistenței caracteristice a circuitului, mărime care asigură banda dată de trecere:

$$\rho = \frac{1}{2\mu}\,(1 + \sqrt{1 - \mu W}), \tag{2.24}$$

unde

$$\mu = \frac{f_0}{\Delta f R_{ieș}}.$$

Cunoscînd mărimea rezistenței caracteristice a circuitului, cu ajutorul formulei (2.18) se poate determina C_1.

Întrucît, în afara celor spuse, impedanța caracteristică trebuie să mai îndeplinească condiția:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_c}},$$

putem deduce formula pentru determinarea inductanței din circuit :

$$L_1 = \rho^2 (C_1 + C_{ieș}). \tag{2.25}$$

Ținînd seama de faptul că la mixer se obține un factor de calitate bun al circuitului rezonant, coeficientul de conversie se poate determina cu ajutorul formulei aproximative:

$$K_c = | Y_{21m} | \rho. \tag{2.26}$$

Exemplul 2.4. Să calculăm partea de ieșire a mixerului realizat cu tranzistorul GT 313 B (ГТ 313 Б). Ca date inițiale, vom lua în considerare următoarele mărimi obținute prin măsurări directe la frecvența $f_0 = 35$ MHz:

$$R_{ieș} = 2\ \text{k}\Omega;\ C_{ieș} = 4{,}5\ \text{pF};\ |Y_{21}| \approx 100\ \text{mA/V}.$$

Este dată de asemenea banda de trecere a circuitului $\Delta f = 7$ MHz.

În primul rînd, după relația (2.24), determinăm rezistența caracteristică necesară a circuitului rezonant:

$$n = \frac{35}{7 \cdot 2 \cdot 10^3} = 2{,}5 \cdot 10^{-3}\ 1/\Omega$$

$$\rho = \frac{1}{2 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-3}} (1 + \sqrt{1 - 2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 75}) = 350\,\Omega.$$

Apoi, din relația (2.18), determinăm mărimea C_1:

$$C_1 = C_c - C_{ieș} = 1{,}13 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{f_0}{\rho} - C_{ieș} = 1{,}13 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{35 \cdot 10^6}{350} - 4{,}5 =$$

$$= 12{,}5 - 4{,}5 = 8\ \text{pF}.$$

Din relația (2.25) determinăm mărimea inductanței circuitului acordat, L_1:

$$L_1 = 350^2 \cdot (8 + 4{,}5) \cdot 10^{-12} = 1{,}5\ \mu\text{H}.$$

Conform relației (2.17):

$$|\dot{Y}_{21m}| \approx \frac{1}{3}\ 100 = 33\ \text{mA/V}.$$

Ținînd seama de relația (2.26), determinăm coeficientul de conversie al mixerului:

$$K_c = 33 \cdot 10^{-3} \cdot 350 = 11{,}5.$$

Rezistența R_1, conform recomandării (2.21), se alege egală cu 560 Ω.
În modul acesta, toate elementele circuitului de ieșire al mixerului sînt determinate.

2.3.4. **Oscilatorul**

Oscilatorul lucrează în gama de frecvențe de la $f_{hj} = 87{,}75$ MHz la $f_{hs} = 261{,}25$ MHz după schema cu capacități, în trei puncte (fig. 2.12). În schema din fig. 2.20 este arătată schema echivalentă a oscilatorului, în care tranzistorul T_3 este conectat cu baza comună. Divizorul capacitiv de reacție este realizat din capacitățile $C_1' = C_1 + C_{ies}$ și $C_2' = C_2 + C_{in}$.

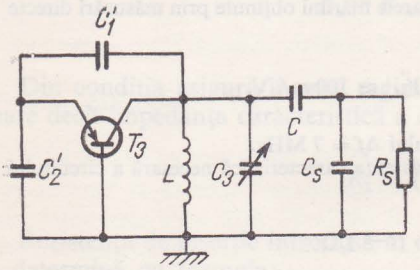


Fig. 2.20. Schema simplificată a oscilatorului.

C_{in} și C_{ies}, pentru oscilator, nu pot fi socotite ca fiind egale cu mărimile corespunzătoare ale capacităților interelectrodice ale tranzistorului T_3. De asemenea este foarte greu a fi măsurate sau calculate în gama de frecvențe $f_{hj} - f_{hs}$. De aceea se recomandă ca elementele oscilatorului să fie alese experimental.

Pentru ca inductanța L a bobinei oscilatorului la frecvența superioară a gamei f_{hs} să nu fie mai mică decît $L_{min} = 0{,}05$ μH, ceea ce corespunde aproximativ la o spiră pe bobină, capacitatea condensatoarelor C_1 și C_2 trebuie să aibă valoarea 2—5 pF. Ele sînt de același ordin de mărime cu capacitățile C_{in} și C_{ies} ale etajului. Adesea, în schemă, condensatorul suplimentar C_2 nu se mai conectează; rolul său este îndeplinit de capacitatea de intrare C_{in}.

Frecvența de oscilație a oscilatorului este determinată de circuitul rezonant constituit din unirea în paralel a inductanței L cu capacitatea,

$$C_c = C_3 + \frac{C_d C_s}{C_d + C_s}, \tag{2.27}$$

unde C_d este capacitatea distribuită din circuitul de aplicare a semnalului de la oscilator la mixer, iar C_s este capacitatea sarcinii (capacitatea de trecere a tranzistorului T_3 poate fi neglijată din cauza valorii sale mici). Mărimea capacității sarcinii C_s depinde de modul de aplicare a semnalului de la oscilator la mixer. Dacă semnalul se aplică în circuitul de bază al mixerului, C_s este egală cu capacitatea de intrare a mixerului C_{in}, iar $R_s = R_{in\ m}$.

Raportul capacităților C_d și C_s determină coeficientul de conectare a circuitului de intrare al mixerului la circuitul rezonant al oscilatorului. Din condiția sarcinii minime pentru oscilator, la frecvența medie a gamei de lucru, se alege:

$$p_h = \frac{C_s}{C_d + C_s} = 0{,}9.$$

De aici, presupunînd că $C_s = C_{in} = 15$ pF, la frecvența $f_m = 100$ MHz, primim:

$$C_d \approx 1{,}5 \text{ pF}.$$

Mărimea capacității C_c a circuitului rezonant (2.27) trebuie să îndeplinească condiția:

$$C_c = \frac{1}{L_{min} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{hs})^2}. \tag{2.28}$$

Egalînd relațiile (2.27) și (2.28) se obține relația de calcul a mărimii maxime a condensatorului semireglabil (trimer) C_3:

$$C_3 = \frac{1}{L_{min}(2\pi f_{hs})^2} - \frac{C_d C_s}{C_d + C_s}. \tag{2.29}$$

Admițînd $L_{min} = 0{,}05\ \mu$H; $C_d = 1{,}5$ pF; $C_s = C_{ieș} \cong 10$ pF (v. tabelul 2.3), pentru $f_{hs} = 261{,}25$ MHz se primește:

$$C_3 = \frac{1}{0{,}05 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot 3{,}14 \cdot 261{,}25 \cdot 10^6)_2} - \frac{1{,}5 \cdot 10}{1{,}5 + 10} =$$

$$= 7{,}3 - 1{,}3 = 6 \text{ pF}.$$

Dacă ținem seama de capacitatea parazită a schemei, limitele de variație ale condensatorului semireglabil C_3' se aleg astfel încît să se micșoreze valoarea maximă a acestuia și va avea deci limitele 2—5 pF. Această variație a lui C_3 asigură un reglaj al frecvenței oscilatorului de cel puțin 1 MHz pe primul canal.

2.3.5. Amplificarea și caracteristica de zgomot a BCC

Coeficientul de amplificare totală a BCC se poate determina ca rezultat al produsului coeficienților de amplificare și transfer al diferitelor elemente:

$$K_{BCC} = K_f \cdot K_{c\,in} K_{AIF} K_c, \tag{2.30}$$

unde: K_f — coeficientul de transfer al filtrului de frecvențe înalte, cu mai multe secțiuni, (v. fig. 2.5, *b*). egal cu 0,5;

$K_{c\,in}$ — coeficientul de transfer al circuitului de intrare, pentru adaptare optimă ($R_{in} = W$), de asemenea egal cu 0,5;

K_{AIF} — coeficientul de amplificare al AÎF (datele de calcul, pentru diferite frecvențe, sînt date în tabelul 2.3);

K_c — coeficientul de conversie a mixerului, egal cu 11,5 (v. exemplul de calcul 2.4).

Referindu-ne la relația (2.30), pentru diferite frecvențe obținem:

pentru f_j, $K_{BCC} = 0{,}5 \cdot 0{,}5 \cdot 22 \cdot 11{,}5 = 63$

pentru f_m, $K_{BCC} = 0{,}5 \cdot 0{,}5 \cdot 10 \cdot 11{,}5 = 29$

pentru f_s, $K_{BCC} = 0{,}5 \cdot 0{,}5 \cdot 3{,}5 \cdot 11{,}5 = 10$

Dacă sensibilitatea AFII se determină pentru tensiunea de intrare minimă $U_{in\,AFII} = 500\ \mu V$, atunci schema BCC calculată, teoretic, poate asigura următoarea sensibilitate pe canalul 12:

$$U_{in\,min} = E_{a\,min} \cdot \frac{U_{in\,AFII}}{K_{BCC\,min}} = \frac{500}{10} = 50\mu V, \tag{2.31}$$

ceea ce este suficient pentru asigurarea unei recepții normale pe antenă telescopică, la distanță, în zona de vizibilitate directă față de stația de emisie, pe teren neted.

În mod real însă, sensibilitatea BCC este limitată de caracteristica de zgomot a acestuia și din această cauză tensiunea de intrare este mai mare decît valoarea calculată cu ajutorul relației (2.31).

Mărimea coeficientului de zgomot al AIF (F_{AIF}), corespunzător schemei cu emitor comun și în regim de adaptare cu antena, se poate calcula cu relația:

$$F_{AI\,F} = \frac{k_1 \cdot I_c}{W}\left[\frac{3(r_b + W)}{|\acute{Y}_{11}|} + \left(\frac{1}{|\acute{Y}_{11}|}\right)^2\right], \tag{2.32}$$

unde $\dot{Y}_{11} = 1/R_{in} + j\,2\pi f C_{in}$ este admitanța de intrare a etajului neutrodinat, cu emitor comun;

r_b — rezistența internă a bazei tranzistorului AIF, egală, de exemplu pentru GT 313 B (ГТ 313 Б), cu 30 Ω;

I_c — curentul de colector al AÎF (în mod obișnuit $I_c = 2 \div 4$ mA);

k_1 — coeficient de dimensiune, egal cu 20 l/V.

Pentru mărimile cunoscute ale lui C_{in} și R_{in} (v. tabelul 2.3), calculăm coeficientul de zgomot F_{AIF} cu relația (2.32) pentru trei frecvențe ale gamei. Datele de calcul sînt redate în tabelul 2.4.

Coeficientul total de zgomot al BCC se determină din:

$$F_{\text{BCC}} = F_{\text{AIF}} + \frac{1}{K_{\text{AIF}}}(F_m - 1), \tag{2.33}$$

unde F_m este coeficientul de zgomot al mixerului care, dacă ținem seama de cele acceptate la stabilirea relației (2.17), se poate considera de exemplu ca fiind dublul mărimii coeficientului de zgomot al AIF, adică:

$$F_m = 2F_{\text{AIF}}. \tag{2.34}$$

Tabelul 2.4

Referitor la calculul coeficienților de zgomot

	Mărimea parametrului la frecvența gamei, MHz		
	f_j	f_m	f_s
R_{in}, Ω	180	140	120
C_{in}, pF	24	15	10
$\lvert\dot{Y}_{11}\rvert$, mA/V	9,4	8,5	8,9
F_{AIF}	5,7	6,8	5,9
K_{AIF}	22	10	3,5
$F_m = 2\,F_{\text{AIF}}$	11,4	13,6	11,8
F_{BCC}	6,2	8,06	9,0

Datele de calcul al lui F_m și F_{BCC}, după relațiile (2.34) și (2.33), sînt date în tabelul 2.4.

Sensibilitatea lanțului de recepție, limitată de zgomot, pentru un raport determinat al mărimilor efective ale tensiunilor semnalului și zgomotului la ieșirea AÎF ($U_s/U_{zg} = 10$), se determină cu relația:

$$U_{in\ \text{BCC}} = E_a = 10\sqrt{F_{med\ \text{BCC}}\,4K\,\Delta f\,W}, \tag{2.35}$$

unde K este un coeficient dimensional pentru temperatură, la temperatura camerei, egal cu 4.10^{-21} W/°C; $F_{med\ BCC}$ este coeficientul mediu de zgomot al BCC pentru trei frecvențe (v. tabelul 2.4, de unde rezultă $F_{med\ BCC} \approx 8$).

Folosind relația (2.35), determinăm sensibilitatea lanțului de recepție, limitată de zgomot:

$$U_{in\ BCC} = 10. \sqrt{8. 4. 4. 10^{-21}. 7.10^{6}. 75} = 80\,\mu V.$$

Această valoare este mai rea decît aceea obținută prin relația (2.31), care n-a ținut seama de caracteristica de zgomot a BCC. Mărimea $U_{in\ BCC} = 80\,\mu V$ indică că, la recepția unui semnal mic, pe ecranul oscilografului vor apare perturbații de tipul „fulgi de zăpadă".

În acest fel, în acest paragraf, a fost elaborată metoda de calcul care să permită determinarea tuturor elementelor de bază și parametrii canalelor de televiziune, inclusiv partea de intrare și de antenă.

2.4. Construcția blocului comutator de canale

2.4.1. Construcția circuitului de antenă și de adaptare

Să examinăm construcția antenei principale a televizorului portabil tranzistorizat, înzestrat cu antenă telescopică. Desenul de montaj al dispozitivului de antenă, pentru o asemenea antenă, este prezentat în fig. 2.21. Dispozitivul de antenă conține

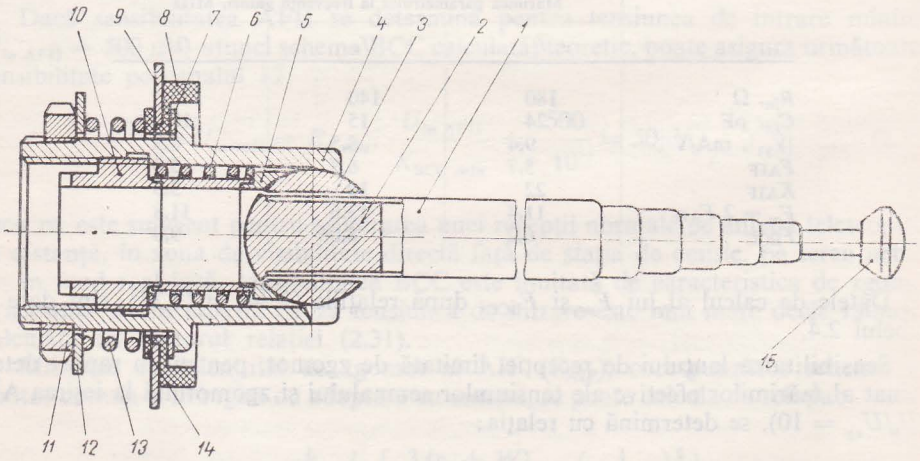


Fig. 2.21. Dispozitivul antenei telescopice.

antena telescopică propriu zisă *1*, instalația de fixare articulată (detaliile *2*—6, (10) și instalația de fixare a antenei de șasiul *9* al televizorului (detaliile *7*—*9*, *11*—*14*).

Antena constă din șase tuburi cu pereți subțiri din alamă, concentrice, introduse unul în altul, de diametre diferite și dintr-o vergea (fig. 2.22, *c*). Dimensiunile necesare ale tuturor tuburilor, începînd cu cel mai subțire, sînt date în tabelul 2.5.

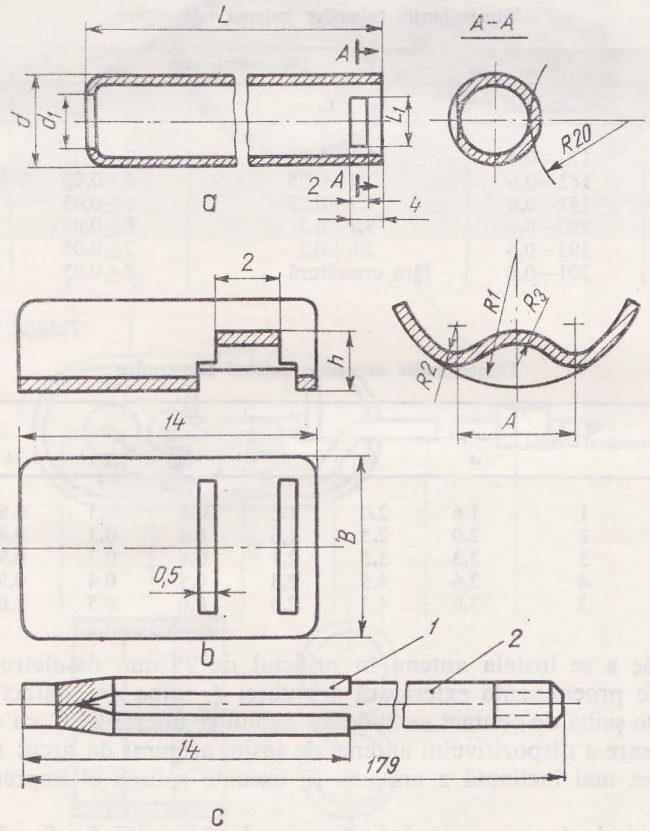


Fig. 2.22. Construcția elementelor antenei telescopice:
a — tubul; *b* — resortul; *c* — tija.

În crestătura tuburilor se așază două arcuri lamelare, fabricate după dimensiunile din fig. 2.22, *b* din tablă subțire de alamă de grosime 0,25—0,3 mm. Dimensiunile arcului, pentru fiecare tub, sînt date în tabelul 2.5 și corespund numărului aceluiași arc din tabelul 2.6.

Arcurile asigură un mers ușor al unui tub în interiorul celuilalt în timpul culisării antenei și, împreună cu bila vergelei *15*, constituie o construcție solidă.

Modul de fixare articulată a antenei a fost ales în scopul creierii posibilității de rotire și înclinare a acesteia față de orizont în timp ce se face reglajul pentru recepția optimă. Acest lucru se realizează prin nuca sferică *3* (fig. 2.21), miezul *2*, bușca exterioară *4*, limitatorul sferic *5*, arcul *6*, piulița *10*.

Tabelul 2.5

Dimensiunile tuburilor antenei telescopice

Numărul tubului	Dimensiuni, mm			
	L	L_1	d	d_1
1	179−0,6	1,9+0,25	3±0,05	2,0
2	183−0,6	2,4+0,25	4±0,05	3,1
3	187−0,6	2,7+0,25	5±0,05	4,1
4	190−0,6	3,1+0,3	6±0,05	5,1
5	193−0,6	3,6+0,3	7±0,05	6,1
6	201−0,6	fără crestătură	8±0,05	7,1

Tabelul 2.6

Dimensiunile arcurilor antenei telescopice

Numărul arcului	Dimensiuni, mm					
	A	B	R_1	R_2	R_3	h
1	1,6	2,0	1,0	0,3	0,3	0,8
2	2,0	2,5	1,6	6,4	0,3	0,8
3	2,3	3,5	2,1	0,4	0,3	0,9
4	2,6	4,5	2,3	0,5	0,4	0,9
5	3,0	4,5	2,5	0,6	0,5	1,0

Înainte de a se instala antena în orificiul de 25 mm diametru din șasiu, se introduc, sub proeminența exterioară a piuliței *4*, șaiba de contact *7* și șaiba de izolație *8*. De șaiba de contact se sudează cablul ce unește BCC cu antena. Modul flexibil de fixare a dispozitivului antenei de șasiu, asigurat de arcul *13*, permite ca, în poziția cea mai înclinată a antenei, să execute rotirea ei împreună cu piulița exterioară *4*.

Conectorul de trecere antenă-divizor cu două poziții (v. fig. 2.23, *b*) poate fi realizat sub forma unui bloc separat de dimensiuni reduse (2.23, *a*, *b*). Corpul *1* este o cutie din sticlă organică, constînd din suportul de bază și capac. Pe suport se montează ștecherul standardizat *2*, care servește pentru conectarea antenei exterioare, comutatorul miniaturial al divizorului *3* tip PD 11-2P-4N (ПД 11 — 2П-4Н), divizorul cu rezistențele R_1 și R_2 și cablul de ieșire tip KTPA (КТПА) cu ștecherul de dimensiuni reduse *4* pentru conectarea la borna de intrare a televizorului. Capacul se fixează cu ajutorul șuruburilor.

● **Construcția blocului BCC-1** (v. fig. 2.8). Detaliile electrice principale ale lui BCC-1 sînt montate pe placa de circuit imprimat cu dimensiunile 80 × 80 mm

(fig. 2.24). Cîteva piese sînt montate în consolă (suspendate) ; ele se găsesc sub scoaba pe care este instalat potențiometrul R_{13} al oscilatorului. Pe placa de circuit imprimat este fixat comutatorul standardizat cu galeți, monoplacă, cu cinci poziții.

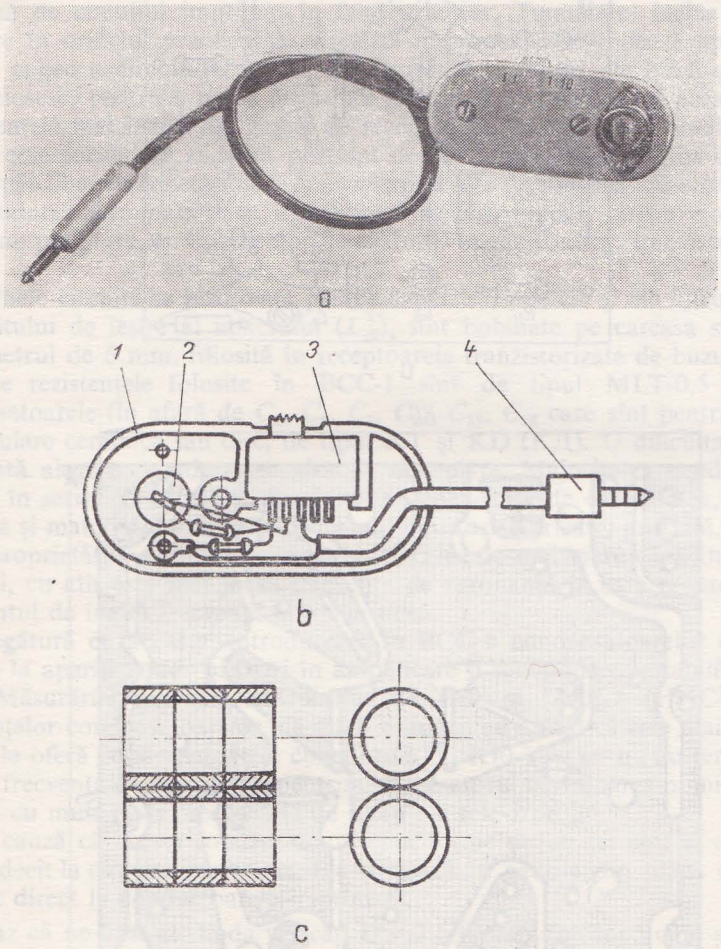
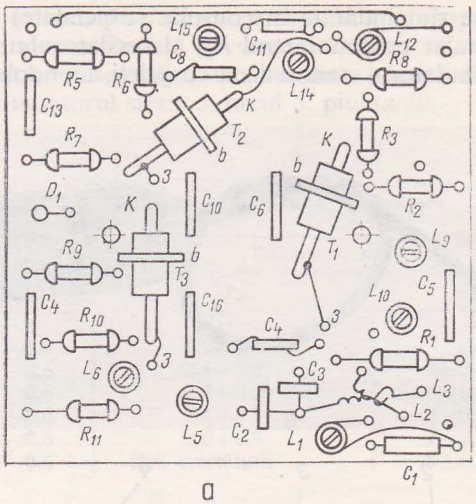


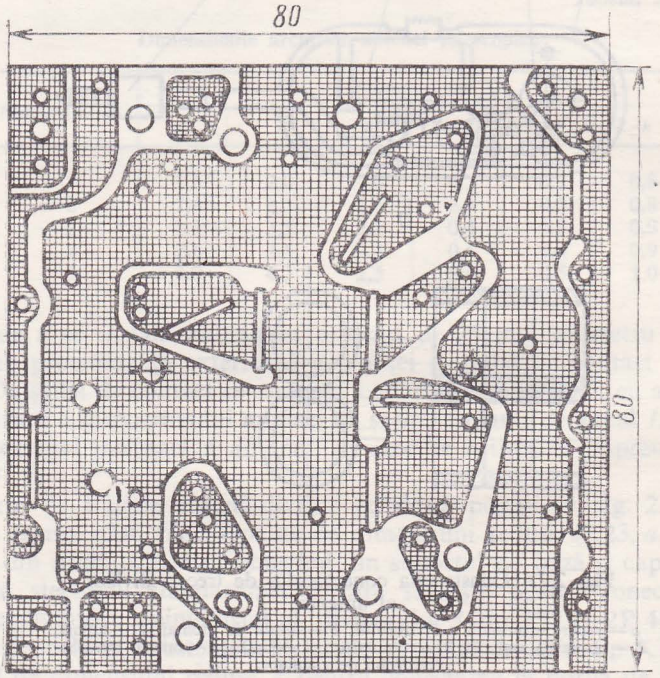
Fig. 2.23. Construcția conectorului de trecere-divizor al antenei:

a — vedere exterioară a divizorului; *b* — detalii de montaj (*1* — suport, *2* — borna de antenă; 3 — comutator; 4 — fișa); *c* — miezul transformatorului de adaptare.

Folosirea unui montaj combinat s-a ales în scopul reducerii la minimum a lungimii terminalelor pieselor și a firelor de conexiune, fără de care nu s-ar fi putut asigura funcționarea blocului pe canalele 6—12. Schema de montaj a plăcii de circuit



a



b

Fig. 2.24. Construcția blocului BCC-1:

a — montajul plăcii de circuit imprimat; *b* — desenul conductoarelor plăcii de circuit imprimat.

imprimat este prezentată în fig. 2.24, *a*). Varianta blocului BCC-1 descrisă aici este destinată recepției a trei canale. În acest caz, inductanța din schema din fig. 2.8 se asigură dacă se scurtcircuitează bobinele L_7, L_{11} și L_{16}.

Tranzistoarele tip P 411 (П 411) folosite în BCC-1 sînt de tipul coaxial. Ele se fixează de circuitul imprimat în felul următor. Terminalul inelar al bazei se introduce în orificiul practicat în circuitul imprimat și se sudează apoi direct de foița de cupru a circuitului imprimat. Terminalele subțiri ale bazei și emitorului nu se folosesc, pentru a nu se introduce inductanțe parazitare, și aceasta mai ales la frecvențele mai înalte ale gamei de recepție. La terminalele frontale ale emitorului și colectorului se sudează porțiuni de conductor lamelar gros cositorit, ale căror capăt liber se conectează la punctele necesare de pe placa de montaj și comutator. Sudarea terminalelor la tranzistoare se face repede, cu un ciocan de lipit încălzit nu prea tare, cu ramificator de căldură. În caz contrar, tranzistoarele se pot defecta.

Bobinele circuitelor rezonante pentru canalele 1—5, cît și ale filtrului dop (L_1) și circuitului de ieșire al mixerului (L_{12}), sînt bobinate pe carcasa standardizată cu diametrul de 6 mm, folosită în receptoarele tranzistorizate de buzunar.

Toate rezistențele folosite în BCC-1 sînt de tipul MLT-0,5 (МЛТ-0,5). Condensatoarele (în afară de C_5, C_6, C_9, C_{10}, C_{13}, C_{16} care sînt pentru decuplare) sînt tubulare ceramice sau disc, de tipul KT și KD (КД). O dificultate deosebită o prezintă alegerea condensatoarelor de decuplare. Majoritatea condensatoarelor produse în serie, cu conexiuni flexibile, în dependență de capacitatea, construcția, lungimea și materialul terminalelor din care au fost fabricate, prezintă, la frecvențe înalte, proprietățile circuitului rezonant. Cu cît este mai mare capacitatea condensatorului, cu atît este mai joasă frecvența de rezonanță la care rezistența lui față de curentul de înaltă frecvență este mai mică.

În legătură cu aceasta, introducerea în BCC a condensatoarelor cu terminale conduce la apariția unor pierderi în amplificare și funcționare instabilă pe canalele 6—12. Măsurările efectuate cu aparatul de măsură IPSP-1 (ИПСП-1) asupra impedanțelor condensatoarelor, de diferite tipuri, au arătat că cele mai bune caracteristici le oferă condensatoarele cuneiforme tip KI0-Y2, ce nu au terminale flexibile, iar frecvența de rezonanță, pentru condensatorul cu valoarea nominală de 2200 pF, este cu mult peste frecvențele de lucru ale televizorului.

Din cauză că aceste condensatoare cuneiforme nu au terminale, ele nu pot fi folosite decît la circuite imprimate. Ele se așază în găurile din placă și contactele se lipesc direct la conductoarele imprimate.

În caz că ne lipsește dioda varicap D 902 (Д 902), așa după cum s-a mai spus, pentru acordul oscilatorului se poate folosi un condensator executat cu mijloace proprii, semivariabil, pentru a fi introdus în blocul BCC-1 (fig. 2.25). În fig. 2.25, *a* este redat desenul de montaj al condensatorului de capacitate variabilă, iar în fig. 2.25, *b*, *c*, *d* sînt date detaliile sale.

Pentru introducerea condensatorului în schemă (fig. 2.8), este necesar să se scoată din aceasta următoarele detalii: R_{12}, R_{13}, R_{14}, C_{15}, D_1. Clema *8* a condensatorului se lipește, printr-un fir scurt, direct la clema contactului general (mobil) al comutatorului P_v.

Bobinele L_2 și L_3 ale transformatorului de ÎF de adaptare se bobinează direct, fără carcasă, pe miezul ferocartului de subacord (semireglabil) al oalei de tip SB-1A (СБ-1А). Bobina L_2 conține 4 spire cu fir PEV 0,19 (ПЭВ 0,19). Ea se bobinează între spirele bobinei L_3 ce constă din 14 spire din același fir. Bobina filtrului-dop

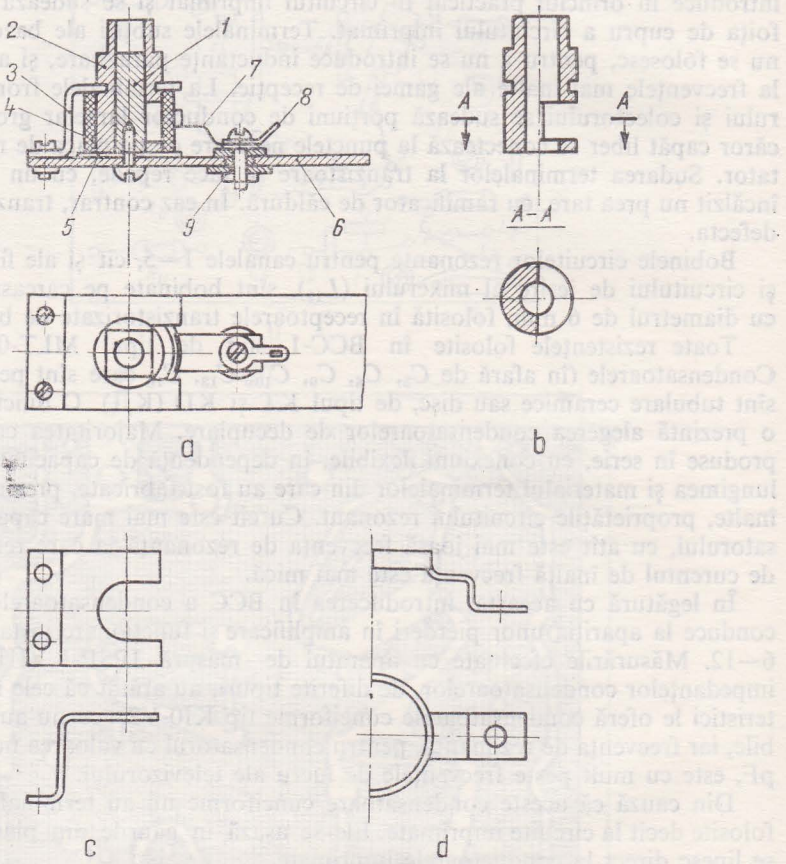


Fig. 2.25. Construcția condensatorului variabil:

a — secțiune prin condensator *1* — axul; *2* — armătură imobilă; *3* — scoabă de susținere; *4* — bucșa de izolare; *5* — șaibă de reazem; *6* — suport; *7* — armătură mobilă; *8* — lamelă; *9* — șaibe de izolare); *b* — armătura mobilă; *c* — armătura imobilă.

(circuit rezonant paralel) L_1 are 5 spire din conductor PEV 0,27 (ПЭВ 0,27) iar bobina L_{12} are 15 spire din același conductor.

Bobinele de oscilator, pentru canalele 1—5, se bobinează pe carcase avînd diametrul exterior de 6 mm, iar pentru canalele 6—12 — fără carcasă, pe un șablon

cu diametrul de 1,5 mm. Datele de bobinaj pentru bobinele oscilatorului, pentru toate 12 canale, sînt date în tabelul 2.7.

Tabelul 2.7

Datele de bobinaj ale bobinelor oscilatorului

Numărul canalului de televiziune	Diametrul carcasei sau a șablonului, mm	Numărul de spire	Diametrul conductorului, marca PEV (PEB), mm
1	6	6	0,27
2	6	5	0,27
3	6	4	0,27
4	6	3	0,27
5	6	3	0,27
6	1,5	4	0,59
7	1,5	3	0,59
8	1,5	2,5	0,59
9	1,5	2	0,8
10	1,5	2	0,8
11	1,5	1	0,8
12	1,5	1	0,8

Dar deoarece bobinele de intrare L_4—L_7 și de colector L_8—L_{11} ale circuitelor acordate ale AÎF«BCC-1 sînt introduse în serie, datele lor de bobinaj sînt dependente de canalele de televiziune pe care trebuie să lucreze televizorul. În tabelul 2.8 sînt prezentate datele pentru bobinele L_4—L_{11} ale canalelor 1,3, 8 și 11.

Tabelul 2.8

Datele de bobinaj ale bobinelor circuitelor de intrare și de colector ale AIF BCC-I

Numărul canalului de televiziune	Notația bobinei în schemă	Diametrul carcasei sau a șablonului, mm	Numărul spirelor	Diametrul conductorului, marca PEV (PEV), mm
11	L_4	4	3	0,59
8	L_5	4	2	0,59
3	L_6	6	6	0,27
1	L_7	6	21	0,27
11	L_8	4	4	0,59
8	L_9	4	2	0,59
3	L_{10}	6	7	0,27
1	L_{11}	6	7	0,27

Dacă însă, toate (trei sau patru) programele pe care trebuie să le aibă BCC-1 se află în gama canalelor 1—5, este recomandabil să se folosească schema AÎF din fig. 2.9. Toate bobinele AÎF ale acestei variante de BCC se bobinează pe carcase cu diametrul de 6 mm cu conductor PEV 0,27 (ПЭВ 0,27). Datele de bobinaj ale bobinelor AÎF, în acest caz, sînt date în tabelul 2.9.

Din tabelul 2.9 se vede că numărul spirelor bobinelor circuitelor rezonante de colector, pe canalele 1 și 2, este cu mult mai mic decît numărul de spire pentru bobinele corespunzătoare ale circuitului de intrare. Aceasta se datorește faptului că inductivitatea rezultantă pentru circuitul de intrare constă din circuitul paralel

Tabelul 2.9

Datele de bobinaj ale bobinelor AIF pentru schemele cu conectarea lor în paralel

Numărul canalului de televiziune	Numărul spirelor bobinelor circuitului de intrare	Numărul de spire al bobinelor circuitului de colector
1	27	14
2	15	10
3	6	7
4	6	7
5	5	6

dintre înfășurarea secundară a transformatorului de adaptare și combinația de bobine L_4—L_7 care se comută. În acest mod, inductanța rezultantă a circuitului de intrare, pe fiecare canal, este mai mică decît inductanța bobinelor luate în parte.

Pe frecvențele canalelor 1 și 2, rolul principal în alcătuirea inductanței rezultante îl are bobina L_3 deoarece inductanța sa este mai mică decît a bobinei comutate. Aceasta din urmă mărește numai într-o măsură foarte mică frecvența de rezonanță și poate deci permite să se realizeze, cu ajutorul ei, acordul exact al circuitului. Pe canalele 3—5, inductanța bobinei L_3 este mai mare decît a bobinelor comutate și, de aceea, inductanța rezultantă a circuitului de intrare este determinată în mod esențial de inductanța bobinelor comutate. Circuitul rezonant de colector al AÎF este compus numai din bobinele comutabile corespunzătoare L_8—L_{11}; din acest motiv, numărul de spire al bobinelor pe canalele 1 și 2 este mai mic decît al bobinelor circuitului de intrare.

Făcînd combinații între datele de bobinaj conținute în tabelele 2.5 — 2.7, se poate asigura recepția oricărui canal din cele trei-patru canale de televiziune, avute la dispoziție la locul recepției. Se atrage atenția că atunci cînd se face reglajul lui BCC-1, din cauza dispersiei însemnate a capacității de intrare și de ieșire a diferitelor exemplare de tranzistoare P 411 (П 411), numărul de spire pentru canalele 6—12 poate să se deosebească de acel indicat în tabelele 2.5 — 2.7. Placa montată a lui BCC-1, înainte de a fi montată în televizor, trebuie să fie introdusă într-un ecran continuu metalic.

● **Construcția BCC-2** (v. fig. 2.10).

Din punct de vedere constructiv, BCC-2 este realizat sub forma unui bloc separat (fig. 2.26), constînd din 6 părți principale: corpul (carcasa) *1*, capacul superior *2* și capacul inferior *3*, tamburul cu discuri *4*, placa de circuit imprimat *5*, placa cu contacte *6*, partea de fixare *7*.

Carcasa lui BCC-2 constă din suportul de bază (fig. 2.27, *a*, *b*) și doi pereți laterali (fig. 2.27, *c*, *d*).

Peretele lateral din stînga (fig. 2.27, *c*) are o deschidere pentru axul tamburului *4* (indicat punctat), patru orificii dreptunghiulare (*1*, *2* — pentru fixarea plăcii de circuit imprimat *5* și *3*, *4* — pentru fixarea plăcuței de contacte), două găuri *10*, *11* cu diametrul de 3,2 mm pentru prinderea pereților de suportul de bază (numerele găurilor de susținere în suport și în pereți corespund) și gaura pentru

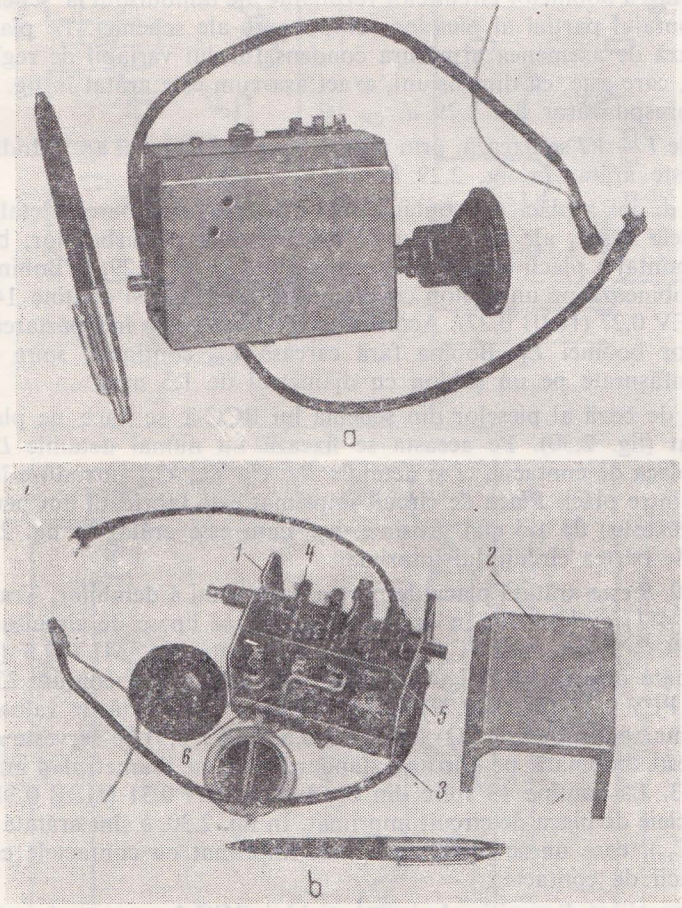


Fig. 2.26. Construcția blocului BCC-2:
a — BCC în vedere; *b* — montajul detaliilor (*1* — suport; *2* — capacul de deasupra; *3* — capacul de jos; *4* — tamburul; *5* — placa de circuit imprimat; *6* — placa de contacte).

introducerea cablului de intrare. În afară de acestea, în perete sînt prevăzute un orificiu și o scobitură pentru fixarea axei tamburului cu ajutorul unui arc spiral (în fig. 2.27, *c* este indicat punctat). Peretele lateral-dreapta al carcasei BCC-2 (fig. 2.27, *d*) este întru totul la fel cu peretele lateral-stînga.

Capacul inferior *3* al lui BCC-2 (fig. 2.28, *a*) are forma unei plăcuțe dreptunghiulare. Cele două orificii pe care le are servesc pentru prinderea capacului de suportul de bază. Desenul de execuție a capacului superior *2* este redat în fig. 2.28, *b*. El se îndoaie după liniile punctate, corespunzător fig. 2.28, *c*.

Placa cu contacte (fig. 2.29) are scopul de a susține contactele cu arc, care să asigure conectarea bobinelor circuitelor rezonante ale tamburului la schema BCC-2 și pentru montajul parțial al pieselor componente ale schemei. Pe placa de contacte se fixează de asemenea armătura condensatorului variabil de reglaj al oscilatorului C_{18}, care este, ca dimensiuni, exact așa cum este arătat în fig. 2.25, *d*, iar ca formă, corespunzător fig. 2.29, *d*.

În orificiile *I* — *VI* se fixează, prin nituire, șase contacte cu arc. Modul de fixare a niturilor este arătat în fig. 2.29, *b*.

În partea de jos a plăcii de contacte sînt montate următoarele detalii ale schemei: elementele L_1, C_1 ale circuitului de combatere a perturbațiilor, bobina L_{23}. Schema de montaj a plăcii de contacte este arătată în fig. 2.29, *b*. Bobina fără carcasă L_1 se bobinează pe un șablon cu diametrul de 4 mm și conține 14 spire din conductor PEV 0,27 (ПЭВ 0,27). Acordul se realizează prin îndepărtarea sau apropierea spirelor bobinei L_1. Bobina fără carcasă L_{23} conține 9 spire din același conductor, înfășurate pe un șablon cu diametrul de 1,5 mm.

Montajul de bază al pieselor din schema lui BCC-2 se face pe placa de circuit imprimat (fig. 2.30). Pe aceasta se fixează nu numai detaliile L_1, C_1, L_{23}, montate pe placa de contacte, ci și detaliile R_5, C_7, C_8, C_{15} introduse în circuitele de legătură dintre plăci. Placa de circuit imprimat este fabricată din pertinax stratificat (sticlotextolit) de 1,5 mm grosime, așa cum este arătat în fig. 2.30, *a* care arată placa de partea circuitului imprimat.

În fig. 2.30, *b* este arătată placa de partea de montaj a detaliilor. Tranzistoarele tip P 411 (П 411) se introduc în orificiile plăcii și se lipesc de circuitul imprimat la fel ca la BCC-1. În montaj se folosesc rezistențe tip MLT-0,5 (МЛТ-0,5) și condensatoare disc tip KD-1 A (КД-1 A). Bobina L_{36} conține 23 spire din conductorul PEV 0,27 (ПЭВ 0,27) bobinată pe o rezistență de valoare ohmică ridicată (nu mai puțin de 100 kΩ) tip MLT 0,5 (МЛТ 0,5) ce servește ca carcasă. Bobina L_{37} este bobinată pe carcasa standardizată cu diametrul 4 mm cu miez de alamă M 3. Ea conține 13 spire din conductor PEV 0,31 (ПЭВ 0,31). Carcasa bobinei se încleie de placa de circuit imprimat. În fig. 2.30, *b* sînt arătate elementele (R_5, C_7, C_8, C_{15}), care unesc placa de circuit imprimat cu contactele corespunzătoare ale plăcii de contacte.

Cel mai complicat dispozitiv al construcției lui BCC-2 este tamburul cu discuri (fig. 2.31). Pe axul tamburului se află trei discuri, care conțin bobinele a trei sisteme de scheme de circuite rezonante: discul *I* conține montajul bobinelor circuitului de intrare, discul *C* pe al circuitelor de colector, iar discul *O* pe al bobinelor oscilatorului.

Axul tamburului (fig. 2.32, *a*) se fabrică din bară de alamă cu diametrul 6 mm. Pe el se practică patru șanțuri inelare de adîncime 0,8 mm. Pentru fixarea sistemului de discuri, pe o lungime de 43 mm din ax, între al doilea (socotind de la

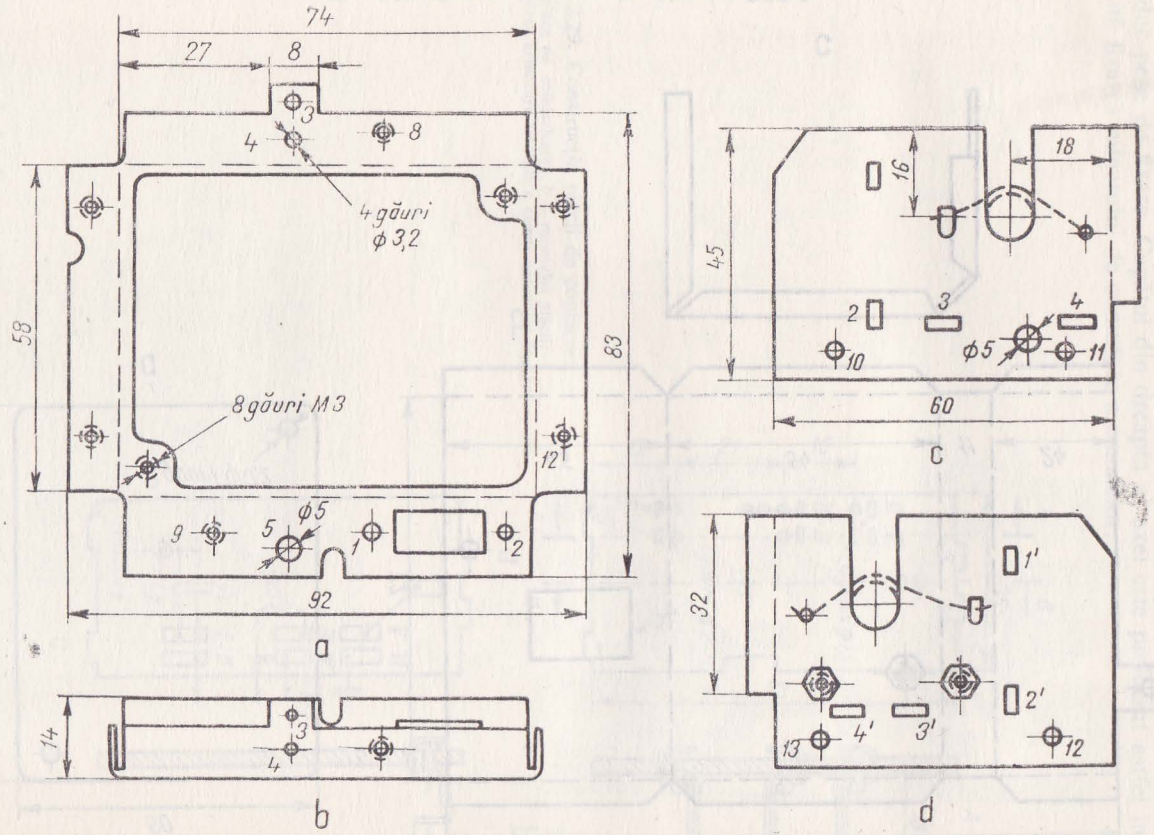


Fig. 2.27. Construcția carcasei blocului BCC-2:

a — placa suportului, desfășurată; *b* — vedere laterală a suportului; *c* — peretele lateral stînga; *d* — peretele lateral dreapta.

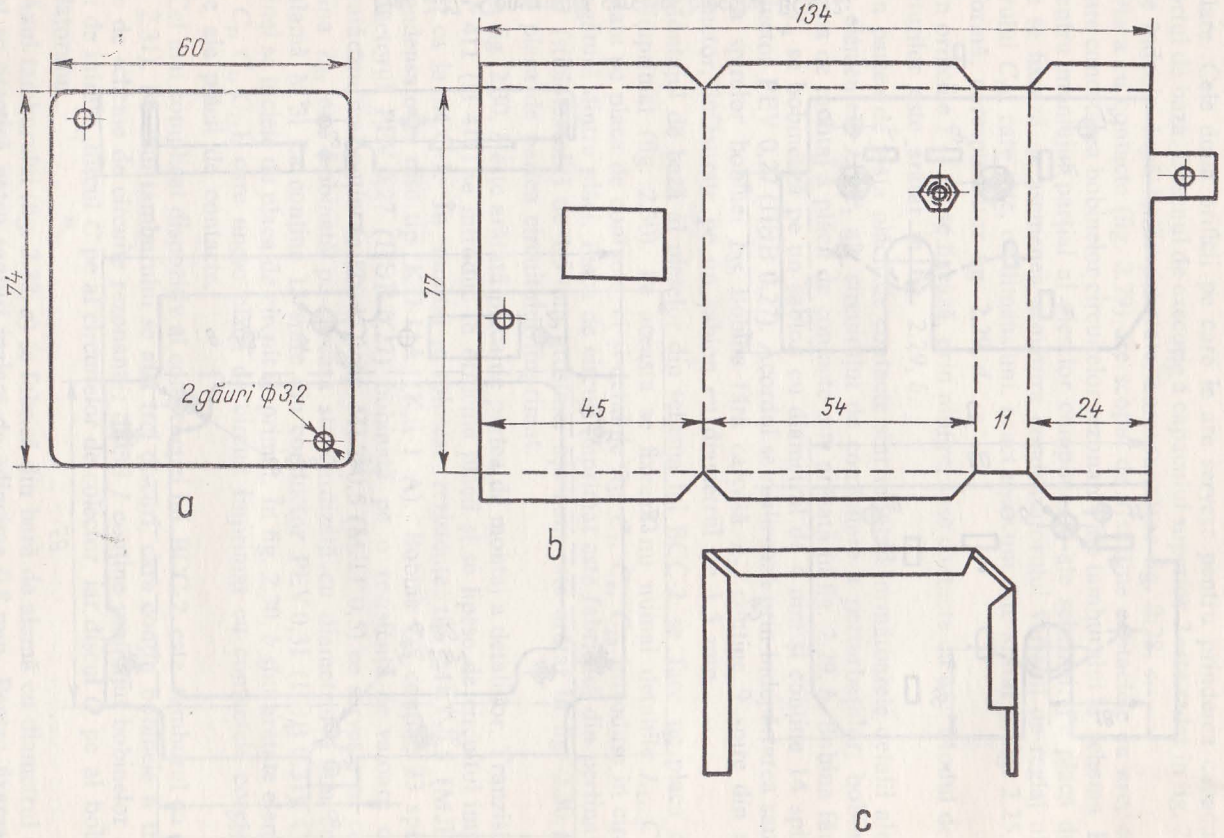


Fig. 2.28. Construcția capacelor blocului BCC-2:
a — capacul de jos; *b* — capacul de sus desfășurat; *c* — vedere dintr-o parte a capacului de deasupra.

stînga) și al treilea șanț inelar, se practică două șanțuri în lungime (v. secțiunea $A - A$ și arătate punctat în fig. 2.32, *a*) adînci de 1 mm. În aceste șanțuri se introduc pene de fixare. Capătul din dreapta al axei este prelucrat astfel încît să permită fixarea mînerului de comutare a canalelor.

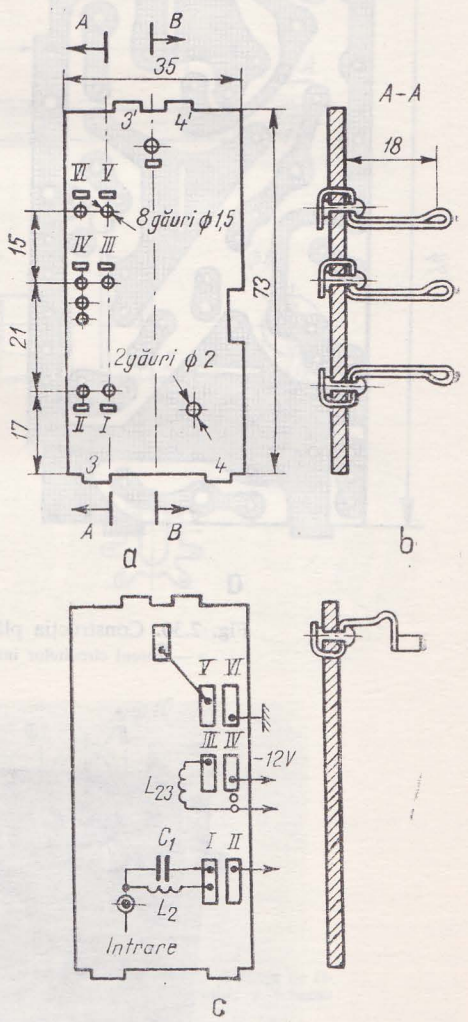


Fig. 2.29. Construcția plăcii de contacte:
a — placa de solidarizare; *b* — montajul plăcii;
c — fixarea armăturii imobile a condensatorului C_{18}.

Mecanismul de discuri (fig. 2.32, *b*) constă din trei discuri (*I*, *C*, *O*), șaiba de fixare stelată *SF* și cîteva bucșe (1 — 5), care fixează poziția discurilor și a șaibelor stelate pe axul tamburului. Bucșele de fixare se execută din sticlă organică (plexi-

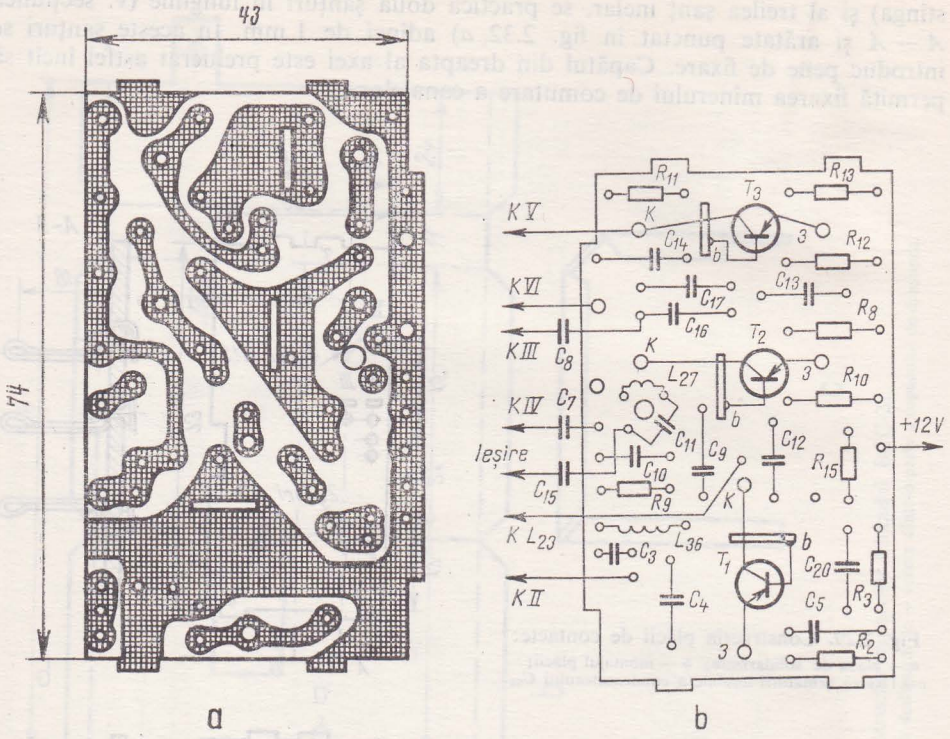


Fig. 2.30. Construcția plăcii de circuit imprimat BCC-2:
a — traseul circuitelor imprimate; *b* — montajul detaliilor.

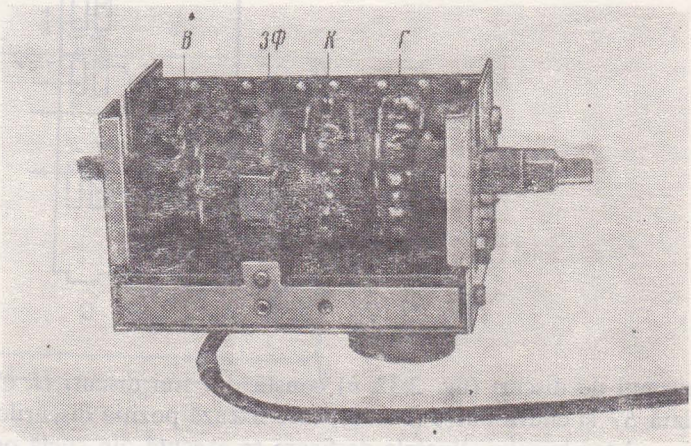


Fig. 2.31. Construcția tamburului cu discuri BCC—2.

glas). În acestea se practică găuri de 6 mm și se crestează îmbucături longitudinale (fig. 2.32, *c*). Fixatorul stelat se finisează așa cum este indicat în fig. 2.32, *d* din masă plastică dură (polistirol, teflon) de 2 mm grosime. Ele au aceleași orificii de îmbucare ca și bucșele 1 — 5.

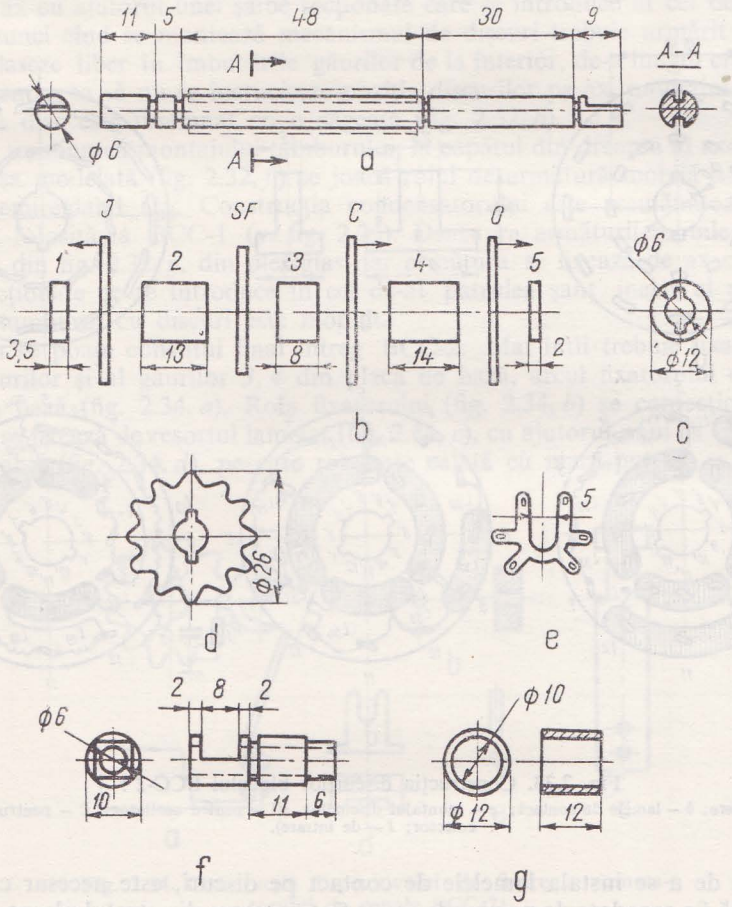


Fig. 2.32. Detaliile tamburului cu discuri:

a — axul; *b* — discurile și bucșele de montaj; *c* — secțiune transversală prin bucșa de fixare; *d* — fixator stelat; *e* — șaibă; *f* — armătură mobilă a condensatorului; *g* — bucșa de izolare.

Discurile tamburului se confecționează din pertinax stratificat de 1,5 mm grosime. În fiecare disc, în afara orificiului central cu îmbucări, sînt practicate 24 de găuri pentru lamelele de contact, conform cu dimensiunile din fig. 2.33, *a*. Lamelele de contact au forma din fig. 2.33, *b*. Ele se confecționează din tablă de cupru

de 0,5 mm grosime și, înainte de a fi montate pe discuri, se tratează prin radiații sau se argintează. După aceasta, contactele se introduc în deschiderile din discuri (orificiile trebuie să fie lunguiețe) și se fixează prin îndoirea părții înguste a lamelei în jurul axei sale. Pentru ca partea lată a lamelei de contact să nu se atingă de lamelele vecine, este necesar ca ele să fie îndoite, așa cum este arătat în fig. 2.33, *c*.

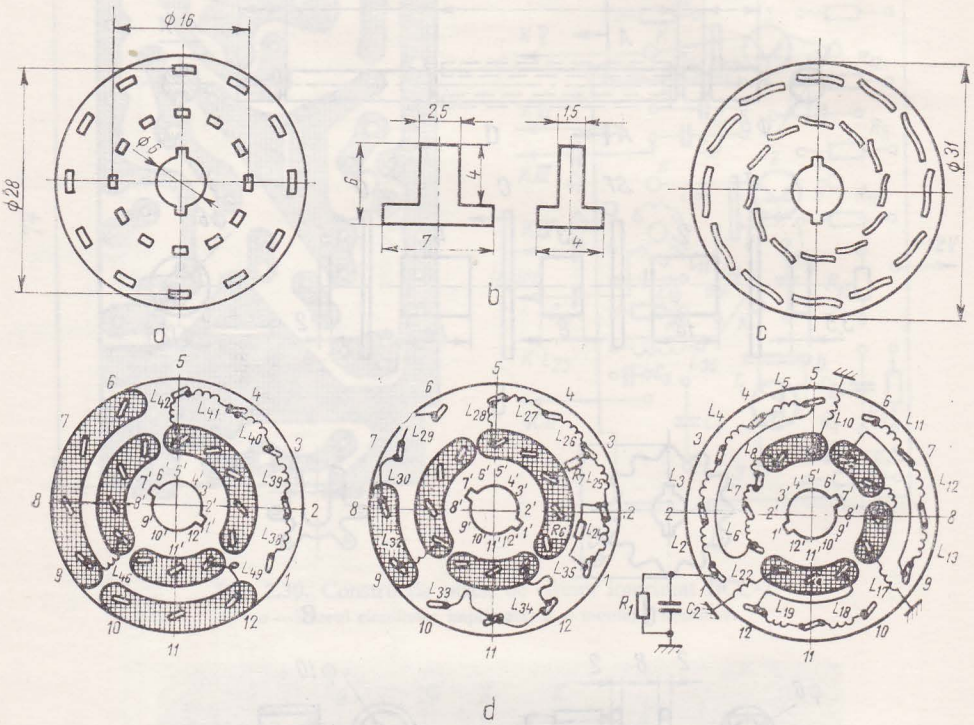


Fig. 2.33. Construcția discurilor blocului BCC-2 :

a — dis cul-vedere; *b* — lamele de contact; *c* — montajul discurilor (*O* — pentru oscilator; *C* — pentru circuitul de colector; *I* — de intrare).

Înainte de a se instala lamelele de contact pe discuri, este necesar ca acestea din urmă să fie corodate de porțiunile ce nu sînt necesare din stratul placat de cupru, în corespondență cu schema de montaj a fiecărui disc (fig. 2.33, *d*). După ce toate bobinele s-au lipit la lamelele de contact ale celor trei discuri, tamburul se montează în ordinea următoare.

Inițial, în primul șanț inelar al axului tamburului se fixează șaiba reprezentată în fig. 2.32, *e* și se lipește cu grijă de ax. Această șaibă are rolul de a pune la masă capetele corespunzătoare ale bobinelor și detaliilor circuitului de intrare (R_1, C_2, L_{10}, L_{17}, L_{22}). Amintim că numărul lamelor de contact la această șaibă este egal cu numărul terminalelor ce se pun la masă.

Apoi, în al doilea șanț inelar al axei tamburului, se fixează șaiba secționată. După aceasta, se introduc în canalul longitudinal al axului penele și se îmbracă pe ax toate detaliile dispozitivului discului (v. fig. 2.32, *b*) în ordinea următoare: bucșa *1*, discul *I*, bucșa *2*, fixatorul stelat *SF*, bucșa *3*, discul *C*, bucșa *4*, discul *O* și, la sfîrșit, bucșa *5*. Toate piesele componente ale sistemului de disc se solidarizează de ax cu ajutorul unei șaibe secționate care se introduce în cel de-al treilea canal. Atunci cînd se montează mecanismul de discuri trebuie urmărit ca penele să se deplaseze liber în îmbucările găurilor de la interior, de-a lungul crestăturilor axului. Pentru ca să nu se încrucișeze poziția discurilor pe ax, montajul bobinelor pe fiecare disc este însemnat cu o săgeată (fig. 2.32, *b*).

După terminarea montajului tamburului, la capătul din dreapta al axei se introduce bucșa modelată (fig. 2.32, *f*) ce joacă rolul de armătură mobilă a condensatorului semireglabil C_{18}. Construcția condensatorului este asemănătoare aceleia ce a fost folosită la BCC-1 (v. fig. 2.25). Deasupra armăturii mobile se aplică bucceaua din fig. 2.32, *g*, din plexiglas, iar armătura se fixează de ax cu ajutorul șaibei secționate ce se introduce în cel de-al patrulea șanț inelar al axului. Cu aceasta, tamburul cu discuri este montat.

Acum se poate constitui final întreg BCC-2. Mai întîi trebuie fixat, cu ajutorul niturilor și al găurilor *3*, *4* din placa de bază, arcul fixatorului cu rolă de placă de bază (fig. 2.34, *a*). Rola fixatorului (fig. 2.34, *b*) se confecționează din teflon și se fixează de resortul lamelar (fig. 2.34, *c*), cu ajutorul unui ax (fig. 2.34, *e*) și al scoabei (fig. 2.34, *d*), pe care rola este calată cu mare putere.

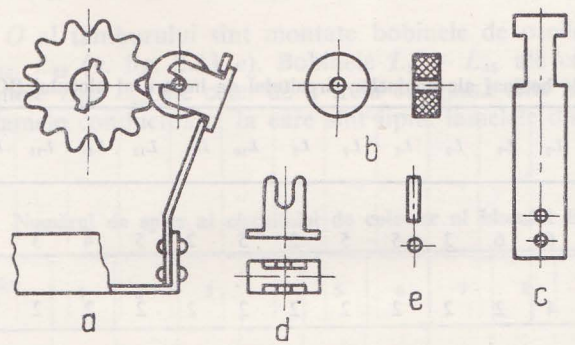


Fig. 2.34. Construcția dispozitivului de fixare a comutatorului de canale BCC-2:
a — montajul fixatorului; *b* — rola; *c* — arcul; *d* — scoaba; *1* — axul rolei.

Înainte de prinderea părților laterale pe carcasa de bază, corespunzător cu orificiile se fixează placa de circuit imprimat și placa de contacte. Conductoarele imprimate ale plăcii *5* care prezintă proeminențe se sudează la peretele lateral al carcasei. Montajul de unire a plăcii de circuit imprimat cu placa de contacte se face așa cum este arătat în fig. 2.30. Apoi se introduce în crestăturile din pereții laterali tamburul cu discuri asamblat. Trebuie verificat că cele șase contacte

cu arc asigură contacte sigure cu lamelele de contact ale discurilor, precum și că armătura fixă a condensatorului C_{18} presează solid bucșa izolată ce este așezată deasupra armăturii mobile. Tamburul se fixează de carcasa lui BCC-2 cu ajutorul a două resoarte spirale care sînt agățate de niște orificii speciale ștanțate în pereții laterali (arătate punctat în fig. 2.27, *c*). În sfîrșit, în încheierea montării blocului BCC-2, se închide cu capac partea inferioară a carcasei, iar deasupra se pune capacul superior, ce se fixează prin două șuruburi. Cu aceasta, montarea blocului a luat sfîrșit.

Acum este necesar să luăm cunoștință în amănunt asupra modului cum sînt montate bobinele pe discurile tamburului. Pe discul *I* sînt montate bobinele circuitului de intrare $L_2 - L_8$, $L_{10} - L_{13}$, L_{15}, $L_{17} - L_{19}$, L_{22} (v. fig. 2.33, *d*). Bobinele cu numerele L_9, L_{14}, L_{16}, L_{20}, L_{21}, au fost înlocuite cu punți sub formă de conductoare imprimate, care unesc contactele *4'* și *5'*; *6'* și *7'*; *8'* și *9'*; *10'*, *11'* și *12'* (numerele atribuite contactelor și bobinelor în schema de montaj corespund cu schema principală din fig. 2.10). Contactele *1'* și *5'*; *6'* și *9'*; *10'* și *12* se unesc, două cîte două, cu punți din conductor PEV 0,31 (ПЭВ 0.31). Se atrage atenția că poziția îmbucărilor dintre orificiile interioare ale discurilor corespund cu poziția contactelor *1*, *1'* ale primului canal.

Terminalele bobinelor se sudează cu contactele corespunzătoare ale discului. După montarea tamburului cu discuri, între contactele discului *I 1*, *5'*, *9'*, *12'* și semișaiba profilată (fig. 2.32, *e*) sudată de ax, se sudează elementele R_1, C_2, L_{10}, L_{17}, L_{22}. Toate bobinele discului *I* se bobinează cu conductor PEV 0,31 (ПЭВ 0,31) pe șabloane cu diametrul de 2 și 4 mm. Datele de bobinaj ale discurilor cir-

Tabelul 2.10

Datele de bobinaj ale bobinelor circuitului de intrare al blocului BCC-2

Notația bobinei în schemă	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8	L_{10}	L_{11}	L_{12}	L_{13}	L_{15}	L_{17}	L_{18}	L_{19}	L_{22}
Numărul de spire	6	6	6	3	5	5	2	5	2	5	4	3	4	1	2	4
Diametrul șablonului, mm	4	4	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2

Tabelul 2.11

Numărul de spire al circuitului de intrare și mărimea lui m_a și m_y pe fiecare canal

Numărul canalului de televiziune	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Numărul de spire	38	32	26	20	17	18	16	11	7	7	6	4
m_a	0,45	0,32	0,18	0,13	0,39	0,39	0,22	0,22	0,57	0,57	0,57	0,57
m_y	1,0	0,84	0,68	0,53	0,45	1,0	0,89	0,61	0,39	1,0	0,85	0,57

cuitului de intrare sînt date în tabela 2.10. Pe baza datelor din tabelul 2.10 se poate determina numărul de spire care sînt introduse în circuitul de intrare pe fiecare canal. Aceste date sînt introduse în tabelul 2.11. În această tabelă sînt de asemenea date valorile coeficienților de conectare la antenă (m_a) și ai AIF (m_y) la circuitul de intrare, pe fiecare canal.

Pe discul *C* al tamburului sînt montate bobinele circuitului de colector al AIF $L_{24} - L_{30}$, $L_{32} - L_{35}$ (v. fig. 2.33, *e*). Bobina L_{31} este înlocuită cu buclă sub forma unei lamele conductoare ce unește contactele *1′ — 5′*, *6′ — 9′*, *10′ — 12′*, corespunzător la trei subgame, în care bobinele sînt conectate în serie. Între lamelele *1*, *2* și *3*, *3′* sînt lipite rezistențele, corespunzător, R_6 și R_7, tip MLT-0,25 (MJIT 0,25) Datele de bobinaj ale bobinelor discului *C* sînt date în tabelul 2.12. Datele privind numărul de spire introduse în circuitul de colector AIF al blocului BCC-2, sînt date în tabelul 2.13.

Tabelul 2.12

Datele de bobinaj ale bobinelor circuitelor de colector ale blocului BCC-*2*

Notația bobinei în schemă	L_{24}	L_{25}	L_{26}	L_{27}	L_{28}	L_{29}	L_{30}	L_{32}	L_{33}	L_{34}	L_{35}
Numărul de spire	7	8	6	5	20	1	1	4	1	1	1
Diametrul șablonului, mm	4	4	2	2	2	4	4	2	4	4	4

Pe discul *O* al tamburului sînt montate bobinele de oscilator, ce se comută, $L_{38} - L_{42}$, L_{46}, L_{49} (v. fig. 2.33, *e*). Bobinele $L_{43} - L_{45}$ ale celei de a doua subgamă și bobinele L_{47}, L_{48} ale celei de a treia subgamă sînt înlocuite cu bucle de forma unor lamele conductoare, la care sînt lipite lamelele discului *6—9*, *10—12*,

Tabelul 2.13

Numărul de spire al circuitului de colector al blocului BCC-*2*

Numărul canalului de televiziune	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Numărul de spire	46	39	31	25	20	6	5	4	4	3	2	1

corespunzător. În interiorul fiecărei subgame sînt unite, prin conductoare imprimate, următoarele contacte ale discului *O* : *1′ — 5′*, pentru prima subgamă, *6′—9′*, pentru a doua, *10′ — 12′*, pentru a treia. Datele de bobinaj ale bobinelor discului *O*, precum și numărul de spire introduse în circuitul de colector al oscilatorului, pe fiecare canal, sînt date în tabelele 2.14 și 2.15.

Trebuie spus că buclele imprimate ce înlocuiesc bobinele L_9, L_{14}, L_{16}, L_{20}, L_{21}, L_{31}, $L_{43} - L_{45}$, L_{47}, L_{48} de pe cele trei discuri *I*, *C*, *O*, se prezintă ca inductanțe

pentru frecvențele de lucru ale gamei de televiziune. Ca urmare a acestui fapt, în afară numai de anumite cazuri, numărul de spire, introduse în circuit, nu se schimbă la trecerea de la un canal la altul (de ex. la oscilator, pe a doua și a treia sub-

Tabelul 2.14

Datele de bobinaj ale bobinelor oscilatorului blocului BCC-2

Notația bobinelor în schemă	L_{36}	L_{39}	L_{40}	L_{41}	L_{42}	L_{46}	L_{49}
Numărul de spire	8	10	3	3	12	3	1
Diametrul șablonului, mm	2	2	2	2	2	2	4

gamă; vedeți tabelul 2.13), totuși, din cauza inductanței buclelor de circuit imprimat, acordul circuitelor rezonante se schimbă.

Tabelul 2.15

Numărul de spire al bobinelor oscilatorului blocului BCC-2 — introduse pe fiecare canal

Numărul canalului de televiziune	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Numărul de spire	36	28	18	15	12	12	13	3	3	1	1	1

● **Construcția blocului cu galeți** BCC-3 (v. fig. 2.12). Datorită utilizării unui tambur de tipul cu galeți, construcția blocului BCC-3 este cu mult mai simplă decît a blocului BCC-2. BCC-3 este realizat sub forma unui bloc separat (fig. 2.35) și constă din următoarele părți de bază: carcasa *1*, capac *2*, tambur *3*, placa de circuit imprimat *4*.

Carcasa blocului BCC-3 (fig. 2.36) este formată dintr-o singură bucată. Modul de fixare a plăcii în orificiile laterale este arătat în fig. 2.36, *b*.

Capacul *2* al blocului BCC-3 (fig. 2.37), asemănător carcasei este realizat din foaie subțire de alamă de 0,3 mm grosime Dimensiunile tablei pentru capac sînt date în fig. 2.37, *a*. După ce tabla a fost decupată, ea se îndoaie după liniile punctate, așa cum se arată în fig. 2.37, *b*.

Placa de circuit imprimat (fig. 2.38, *a*) se execută din pertinax stratificat (sticlotextolit) de 1,5 mm grosime. Ea servește pentru instalarea a opt contacte elastice I — VIII care conectează la placa de circuit imprimat patru bobine ale sistemului de circuite rezonante ale schemei și toate elementele schemei din fig. 2.12, în afară de rezistența R_1, un picior al căreia se sudează la terminalul central al condensatorului de trecere C_8.

În fig. 2.38, *b* este arătată placa de circuit imprimat văzută dinspre partea conductorilor imprimați, în fig. 2.38, *c* este dată schema de montaj a detaliilor pe placă (contactele elastice, pe schemă, sînt indicate în mod convențional). Numărul con-

tactului elastic, corespunzător schemei din fig. 2.12, este arătat în fig. 2.38 cu săgeată. Contactele se prind pe placă în același mod ca și la BCC-2 (vedeți fig. 2.29, *b*). Metoda de fabricare a lor este asemănătoare metodei de execuție a contactelor BCC-2.

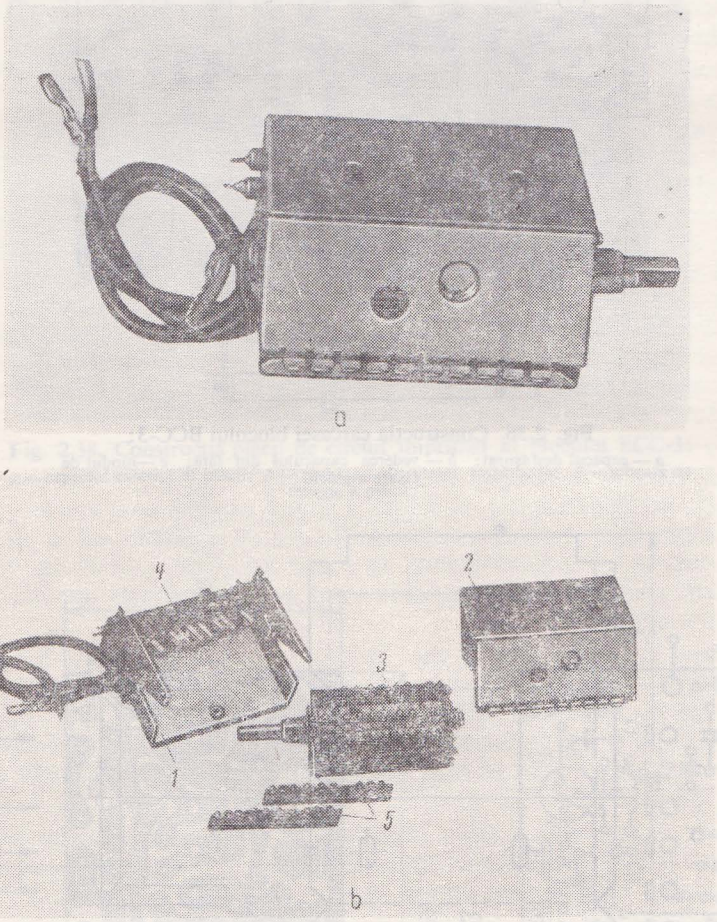


Fig. 2.35. Construcția blocului BCC-3:
a — vedere de la exterior; *b* — montajul detaliilor (*1* — carcasa; *2* — capac; *3* — tambur; *4* — placa; *5* — galeți).

Rezistențele ce se folosesc în montajul schemei 2.12 sînt de tipul ULM-0,25 (УЛМ-0,25), deoarece, ca dimensiuni, ele sînt mai mici decît rezistențele MLT-0,25 (МЛТ-0,25). De asemenea, se pot utiliza rezistențe de tipul VS-0,125 (ВС-0,125). În circuitele de decuplare se folosesc condensatoare cuneiforme tip K10-U2

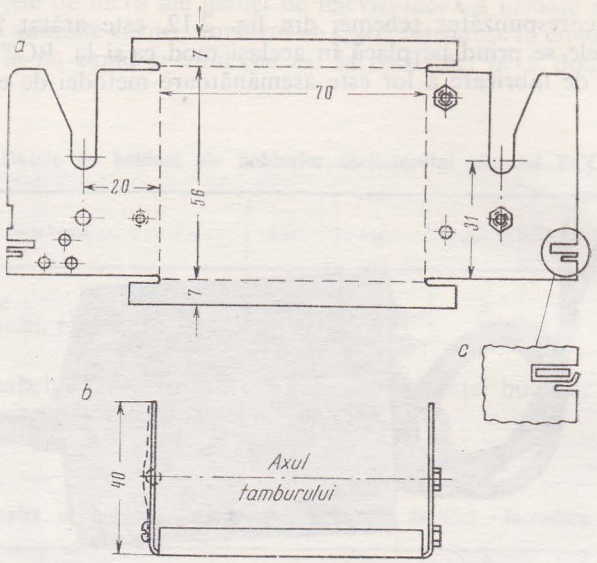


Fig. 2.36. Construcția carcasei blocului BCC-3:
a — capacul desfășurat; *b* — vederea capacului din față; *c* —modul de fixare a plăcii.

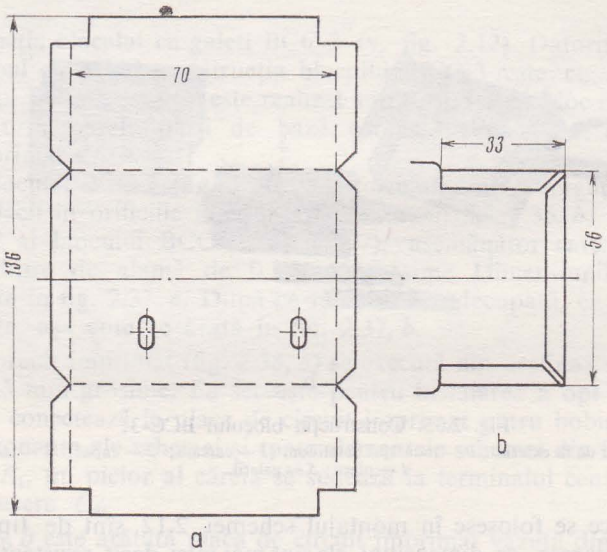


Fig. 2.37. Construcția capacului blocului BCC-3:
a — capacul desfășurat; *b* — vedere laterală.

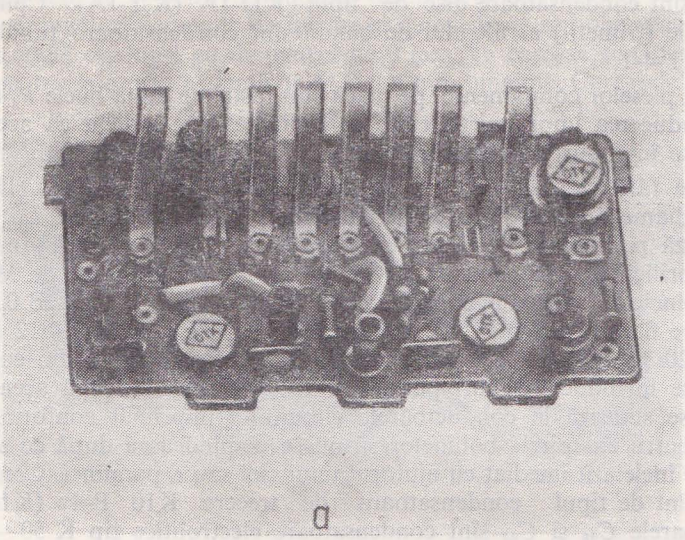


Fig. 2.38. Construcția plăcii de circuit imprimat al blocului BCC-3:
a — aspectul exterior al plăcii; *b* — montajul circuitelor imprimate; *c* — schema de montaj a plăcii.

(K10-Y2) de 1500 pF (C_{10}, C_{15}, C_{17}, C_{20}, C_{22}). Celelalte condensatoare de capacitate fixă sînt condensatoare disc de tipul KD-1A (КД-1А). Condensatoarele semireglabile (trimerii) ai filtrului de bandă sînt condensatoare tubulare variabile de tipul KT-4-1.

În afara pieselor componente, pe placă sînt instalate două bucle P_1 și P_2. Pentru a evita producerea unor scurtcircuite la contacte, este indicat ca aceste bucle să fie introduse în tuburi izolatoare, înainte de a fi lipite în schemă.

Bobinele fără carcasă L_{51}, L_{54} se bobineaza cu fir PEV 0,41 (ПЭВ 0,41) pe șablon cu diametrul de 3 mm și fiecare conține 6 spire. Bobinele L_{49}, L_{50}, L_{52}, L_{53} se bobinează pe carcase de 5 mm diametru, din sticlă organică. În carcase sînt prevăzute orificii filetate pentru a fi introduse miezuri de alamă de M 3, lungi de 4 mm. Bobinele L_{49}, L_{50} sînt bobinate cu conductor PEV 0,19 (ПЭВ 0,19) și conțin cîte 12 spire fiecare. Bobinele L_{52}, L_{53} se bobinează cu fir PEV 0,12 și au, corespunzător, 20 și 15 spire. Cele patru bobine au prelucrat unul din capete în mod special și se introduc în găuri pătrate unde se încleiază. După aceasta, capetele bobinelor se sudează la conductoarele circuitului imprimat conform schemei de legături. Pentru ca spirele bobinelor să nu se răspîndească după ce au fost bobinate, ele se încleiază imediat cu ajutorul unui clei sau a parafinei. Condensatoarele C_8 și C_{21} sînt de tipul condensatoare de trecere K10 P-4v (К10П-4В), iar condensatoarele C_{23} și C_{24} sînt condensatoare electrolitice tip K 50—6.

Pentru montajul plăcii de circuit imprimat BCC-3, pot fi utilizate detalii ceva mai mari, cum ar fi condensatoarele tip KPK (КПК), rezistențele MLT-0,5 (МЛТ-0,5), condensatoarele KDS (КДС), etc. Aceasta conduce totuși la mărirea dimensiunilor plăcii și a întregului BCC. În caz că se elaborează o placă nouă, nu se recomandă să se modifice desenul de circuit imprimat, față de fig. 4.38, *b*, deoarece această aranjare asigură condiția unor cuplaje nedorite minime ce ar apare prin natura montajului.

Tamburul cu galeți BCC-3 (fig. 2.39, *a*) se folosește pentru dispunerea a 12 galeți cu bobine pentru patru sisteme de circuite. Tamburul constă din axul 1, două discuri de susținere *2*, șaiba de reazem *3* și dispozitivul de prindere a galetului și de fixare a comutatorului *4* (fig. 2.39, *b*). Discurile de susținere și șaiba de reazem se fixează puternic pe axă începînd dela capătul din dreapta al axei pînă la nutul inelar.

Discurile de susținere dreapta și stînga (fig. 2.39, *c*), în afara orificiilor radiale și a găurilor pentru nituri, au 12 orificii și crestături, așezate pe perimetrul discului. Aceste orificii și crestături au scopul de a permite fixarea galeților. Dispozitivul de fixare constă din șaiba de susținere din stînga (cu crestături), bucșa, arcurile de blocare a galeților și discul fixatorului. Toate aceste detalii se nituiesc la un loc prin trei nituri, așa cum este arătat în fig. 2.39, *c*. Desenele arcului și discului fixatorului sînt arătate în fig. 2.39, *c*.

Toate cele 12 plăcuțe ale galeților se confecționează din masă plastică (sticlă organică, textolit etc.). Pe fiecare galet sînt prevăzute 6 contacte, două carcase pentru înfășurarea bobinelor circuitelor acordate de intrare și de oscilator și de asemeni, carcase pentru bobinarea filtrului de bandă. Contactele galeților sînt

de fapt nituri standardizate, argintate, cu diametrul de 1 mm și 8 mm lungime. De aceste contacte se sudează terminalele de la bobine.

Bobinele circuitelor rezonante de intrare și de oscilator se bobinează pe carcase tubulare din sticlă organică cu diametrul de 3 mm. În carcase sînt prevăzute orificii filetate pentru miezuri de alamă de M 2 și 4 mm lungime. Carcasele se încleiază

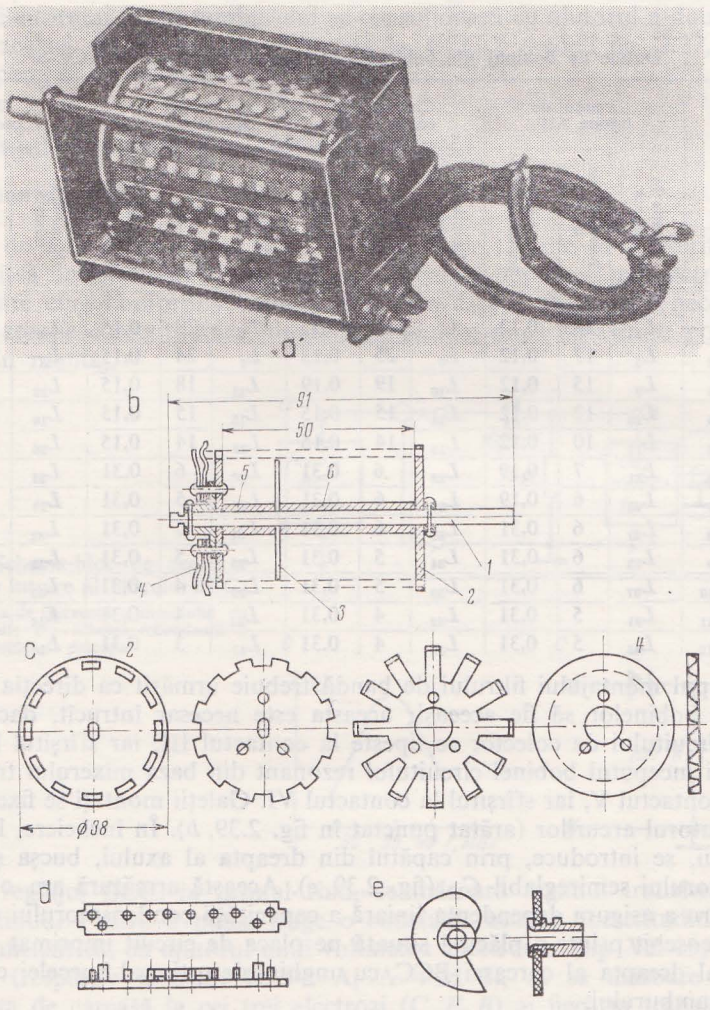


Fig. 2.39. Construcția tamburului cu galeți al blocului BCC-3:

a — aspectul exterior al tamburului; *b* — montarea detaliilor de prindere (*1* — axul; *2* — discuri de prindere; *3* — șaibă de blocare; *4* — dispozitiv de fixare;) *c* — construcția detaliilor de prindere; *d* — construcția galetului; *e* — lamela condensatorului de acord al oscilatorului.

de galet avînd în față niște găuri străpunse astfel încît să fie posibil acordul circuitelor de intrare și al oscilatorului fără să se demonteze tamburul. Bobinele filtrului de bandă se înfășoară pe carcase din sticlă organică, cu miez și avînd diametrul de 3 mm. Fiecare dintre cele 12 carcase cu miez au o proeminență specială ce are ca scop fixarea lor, cu ajutorul cleiului, în găurile pătrate ale galeților. Datele de bobinaj ale bobinelor fiecărui galet sînt date în tabelul 2.16.

Tabelul 2.16

Datele de bobinaj ale bobinelor comutabile ale blocului BCC-3

Nr. canalului	Notația galetului	Circuitul de intrare AIF			Circuitul de colector AIF			Circuitul de bază al mixerului			Circuitul oscilatorului		
		Notația în schemă	Numărul de spire	Diametrul conductorului	Notația în schemă	Numărul de spire	Diametrul conductorului	Notația în schemă	Numărul de spire	Diametrul conductorului	Notația în schemă	Numărul de spire	Diametrul conductorului
1	G_1	L_1	18	0,12	L_2	31	0,15	L_3	29	0,15	L_4	12	0,19
2	G_2	L_5	17	0,12	L_6	25	0,15	L_7	24	0,15	L_8	10	0,19
3	G_3	L_9	15	0,12	L_{10}	19	0,19	L_{11}	18	0,15	L_{12}	8	0,19
4	G_4	L_{13}	12	0,12	L_{14}	15	0,15	L_{15}	15	0,15	L_{16}	7	0,19
5	G_5	L_{17}	10	0,12	L_{18}	14	0,15	L_{19}	14	0,15	L_{20}	6	0,19
6	G_6	L_{21}	7	0,19	L_{22}	6	0,31	L_{23}	6	0,31	L_{24}	3	0,31
7	G_7	L_{25}	6	0,19	L_{26}	6	0,31	L_{27}	5	0,31	L_{28}	2,5	0,31
8	G_8	L_{29}	6	0,31	L_{30}	6	0,31	L_{31}	5	0,31	L_{32}	2,5	0,31
9	G_9	L_{33}	6	0,31	L_{34}	5	0,31	L_{35}	5	0,31	L_{36}	2	0,31
10	G_{10}	L_{37}	6	0,31	L_{38}	5	0,31	L_{39}	4	0,31	L_{40}	2	0,31
11	G_{11}	L_{41}	5	0,31	L_{42}	4	0,31	L_{43}	4	0,31	L_{44}	1,5	0,41
12	G_{12}	L_{45}	5	0,31	L_{46}	4	0,31	L_{47}	3	0,31	L_{48}	1,5	0,41

În timpul montajului filtrului de bandă trebuie urmărit ca direcția de bobinaj a tuturor bobinelor să fie aceeași; aceasta este necesar întrucît, dacă începutul bobinei circuitului de colector se lipește la contactul III, iar sfîrșitul la contactul IV, atunci începutul bobinei circuitului rezonant din baza mixerului trebuie să fie sudat la contactul V, iar sfîrșitul la contactul VI. Galeții montați se fixează în tambur cu ajutorul arcurilor (arătat punctat în fig. 2.39, *b*). În încheiere, la montarea tamburului, se introduce, prin capătul din dreapta al axului, bucșa și armătura condensatorului semireglabil C_{18} (fig. 2.39, *e*). Această armătură are o formă specială pentru a asigura dependența liniară a capacității condensatorului C_{18}, realizat în mod deosebit printr-o plăcuță situată pe placa de circuit imprimat și din peretele lateral dreapta al carcasei BCC, cu unghiul de rotire al buccelei cu armătură pe axul tamburului.

După ce a fost montat tamburul cu galeți, placa de circuit imprimat a fost echipată, carcasa și capacele au fost confecționate, se poate trece la montajul final al blocului BCC-3. La început, cu ajutorul proeminențelor și al crestăturilor, se prinde placa de circuit imprimat (v. fig. 2.36). Apoi, cu ajutorul unui șurub in-

trodus în gaura *4* din peretele lateral stînga al carcasei, se fixează resortul lamelar al fixatorului şi bila de 5 mm diametru a unui rulment cu bile (arătată punctat în fig. 2.36). După aceasta se introduce tamburul astfel ca nitul din stînga axei lui şi nitul de pe bucşa armăturii (rotorului) să intre în crestăturile din peretele stîng, respectiv drept ai carcasei, ceea ce asigură fixarea longitudinală a axului tamburului şi rotorului. În acest moment bila trebuie să nimerească în scobitura din discul fixatorului. Axul tamburului se consolidează cu ajutorul a două resoarte spirale, în acelaşi mod în care s-a făcut şi la BCC-2 (vedeţi fig. 2.27, *c*). În încheierea operaţiei de montaj, se aplică capacul BCC.

2.5. Reglajul blocului de înaltă frecvenţă

2.5.1. Metoda de reglaj

Înainte de a fi introduse în BCC, tranzistoarele trebuie să fie verificate care sînt bune şi să fie selecţionate acele exemplare care îndeplinesc parametrii necesari pentru fiecare etaj, conform recomandărilor din cap. 1. Apoi este necesar să se verifice cu atenţie corectitudinea montajului. Numai după aceasta se poate aplica tensiunea în montaj.

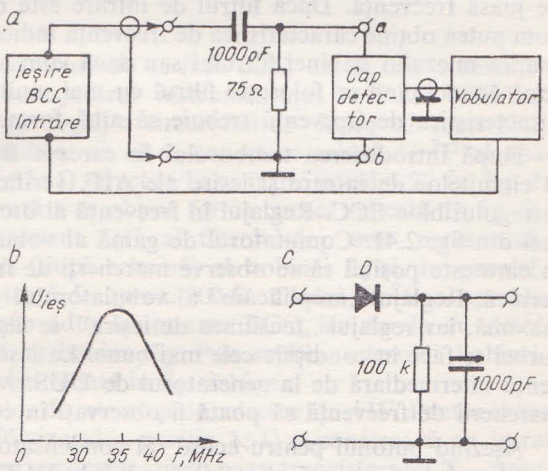


Fig. 2.40. Schema-bloc de acord a circuitului de intrare al blocului BCC:
a — caracteristica de frecvenţă a circuitului de eşire al mixerului; *b* — schema echivalentă a sondei de detecţie

Pentru reglajul BCC, în primul rînd, se măsoară regimul tranzistoarelor în curent continuu. Pentru a putea trage o concluzie asupra corectitudinii regimurilor este suficient ca, cu ajutorul unui voltmetru electronic (tip VZ-13, VZ-2 A, A 4-M 2) (respectiv B 3-13, B 3-2 A, A 4-M 2), să se măsoare tensiunile continui faţă de carcasă la cei trei electrozi (C, *E*, *B*) ai fiecărui tranzistor. Tensiunile continui trebuie să se măsoare în condiţiile în care la intrarea BCC este aplicat semnal de înaltă frecvenţă de la antenă sau de la un generator special de semnale de televiziune (de exemplu, G 6-2 (Г 6-2) iar cablul de ieşire este unit cu o sarcină echivalentă, cum ar fi de exemplu circuitul din fig. 2.40, *a*.

Atît timp cît tamburul nu a fost montat în BCC, se poate efectua acordul circuitului de intrare al BCC și al circuitului de ieșire al mixerului. Dacă dorim să examinăm vizual caracteristica de frecvență a circuitului acordat de ieșire a mixerului este necesar să conectăm ieșirea de înaltă frecvență a unui vobulator oarecare, de exemplu TRO 813, H1-3 A (X1-3 A) sau H1-7 (X1-7), PNT-59 (ПНТ-59), H1-2 (X1-2), ICiH-57) (ИЧХ-57), cu circuitul de ieșire al mixerului, iar cablul de joasă frecvență de intrare al vobulatorului, terminat prin sondă detectoare, se unește cu sarcina echivalentă (punctele *a* și *b* din fig. 2.40, *a*), care constituie de fapt sarcina pentru cablul de ieșire din BCC. În aceste condiții trebuie să se obțină pentru caracteristica de frecvență forma indicată în fig. 2.40, *b*. Dacă forma caracteristicii de frecvență obținută se deosebește de forma curbei din fig. 2.40, *b*, vom putea obține curba de forma necesară învîrtind de miezul bobinei circuitului de ieșire al circuitului de acord al mixerului. În cazul în care vobulatorul nu este dotat cu sondă detectoare, aceasta poate fi înlocuită prin circuitul indicat în fig. 2.40, *c*.

Filtrul de intrare al BCC poate fi de asemenea acordat cu ajutorul vobulatorului. Cablul de intrare al BCC se conectează la sarcina echivalentă (v. fig. 2.40, *a*). În acest caz, la ieșirea filtrului se conectează ieșirea de înaltă frecvență a vobulatorului, iar la punctele *a* și *b* din fig. 2.40, *a* se conectează sonda detectoare a cablului de joasă frecvență. Dacă filtrul de intrare este de tipul filtru-dop (fig. 2.12, 2.10) vom putea obține caracteristica de frecvență indicată în fig. 2.16, *e* dacă vom acționa asupra miezului bobinei filtrului sau dacă vom apropia sau îndepărta spirele acesteia. Atunci cînd se folosește filtrul cu mai multe secțiuni la intrare (v. fig. 2.12), caracteristica de frecvență trebuie să aibă forma arătată în fig. 2.16, *b*.

După introducerea tamburului în carcasa BCC se face acordul oscilatorului, al circuitelor de intrare și ieșire ale AÎF, verificarea caracteristicii de frecvență a întregului bloc BCC. Reglajul în frecvență al oscilatorului se face cu ajutorul schemei din fig. 2.41. Comutatorul de gamă al vobulatorului se așază pe acea poziție în care este posibil să se observe marcherii de frecvență din gama canalului ce se verifică. Reglajul „amplificare" al vobulatorului se așază în poziția de amplificare maximă, iar reglajul „tensiunea de ieșire" se așază în poziția în care examinarea curbei se face în condițiile cele mai bune. La ieșirea BCC se aplică semnal de frecvență intermediară de la generatorul de UUS. Mărimea tensiunii se ia astfel încît marcherii de frecvență să poată fi observați în condiții optime, pe ecran.

Așezînd butonul pentru acord (al condensatorului variabil) în poziția mijlocie, marcherul de frecvență al generatorului de UUS trebuie să se suprapună cu marcherul de frecvență al vobulatorului corespunzător frecvenței purtătoare de imagine a canalului pentru care se face reglajul. Această poziție a marcherului corespunde acordului exact al oscilatorului pentru canalul considerat. Dacă marcherii nu corespund, se învîrte miezul bobinei oscilatorului pînă cînd se obține suprapunerea marcherilor. Prin poziția medie a butonului de acord a oscilatorului se înțelege acea poziție în care, rotind acest buton în ambele părți pînă la extremitate, marcherii generatorului de UUS se suprapun, pentru aceleași frecvențe la stînga și la dreapta față de marcherii de frecvență ai oscilatorului. La această operație, variația de frecvență nu trebuie să fie mai mică de 1 MHz.

Verificarea formei caracteristicii de frecvență, conform fig. 2.2, se face pe ecranul vobulatorului reprezentat în fig. 2.41. Dacă caracteristica de frecvență nu se încadrează în zona haşurată din fig. 2.2, se va face acordul circuitelor AÎF de intrare şi de ieşire (singular şi de bandă) pînă cînd se obține caracteristica necesară.

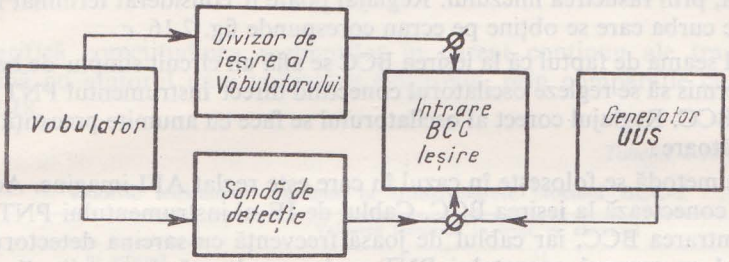


Fig. 2.41. Schema-bloc de acord a oscilatorului BCC.

Pentru a se face reglajul efectiv al unui BCC este necesar să se țină seama de particularitățile schemei şi construcției sale. La fiecare caz în parte se aplică metoda descrisă, dar pot fi oarecari diferențe între ele.

2.5.2. Reglajul blocului BCC-1

Controlul regimurilor în curent continuu se face după datele din tabelul 2.17. Blocul BCC-1 se poate regla cu ajutorul instrumentului PNT-3M (ПНТ-3М) sau PNT-59 (ПНТ-59). Schema de reglaj a circuitului de ieşire al mixerului se alege conform fig. 2.40, *a*. Este indicat ca să se conecteze cablul de ÎF al aparatului PNT (cu divizorul pe poziția 1: 1) direct la baza tranzistorului T_2 (v. fig. 2.8). Învîrtind miezul bobinei L_{12} se caută a se obține forma curbei indicată în fig. 2.40.

Pentru acordul circuitului rezonant L_1C_1 al filtrului-dop este necesar să se desfacă, temporar, capătul de sus (după schemă) al bobinei L_4 şi, în paralel cu bobina L_3, să se conecteze o rezistență de aprox. 200 Ω. Cablul de ÎF al aparatului PNT (divizorul în poziția 1: 1) este adus la intrarea BCC, iar sonda cu detector a aparatului de măsură se unește cu bobina L_3. Prin rotirea miezului bobinei L_1 se va căuta a se obține forma curbei redată în fig. 2.16, *e*.

Se trece apoi la reglajul circuitelor de intrare şi de colector ale AIF. Pentru aceasta, cablul de ÎF al aparatului PNT (divizorul în poziția 1: 1) se conectează cu intrarea blocului BCC iar sonda cu detector se conectează cu baza tranzistorului T_2, printr-o

Tabelul 2.17

Valorile tensiunilor continue la tranzistoarele blocului BCC-1

Notația tranzistorului în schemă	Valoarea tensiunii, în volți, pe electrozi		
	E	*C*	*B*
T_1	9,5	0	9,0
T_2	10,8	0	10,2
T_3	8,4	0	6,5

rezistență de 200—300 Ω. Este necesar ca reglajul circuitelor acordate să se facă în ordinea următoare: se începe cu bobinele care lucrează la frecvențele cele mai înalte (L_4, L_8), apoi bobinele L_5 și L_9 și așa mai departe pînă la L_7 și L_{11}. Bobinele fără carcasă se reglează prin apropierea sau îndepărtarea spirelor lor, iar bobinele pe carcasă, prin răsucirea miezului. Reglajul poate fi considerat terminat în momentul în care curba care se obține pe ecran corespunde fig. 2.16, *c*.

Ținînd seama de faptul că la ieșirea BCC se află un circuit simplu de bandă largă, nu este permis să se regleze oscilatorul conectînd direct instrumentul PNT la intrarea și ieșirea BCC. Reglajul corect al oscilatorului se face cu anumite precauții, cu metodele următoare:

Prima metodă se folosește în cazul în care este reglat AFI-imagine. Acest amplificator se conectează la ieșirea BCC. Cablul de ÎF al instrumentului PNT se conectează la intrarea BCC, iar cablul de joasă frecvență cu sarcina detectorului video. Examinînd pe ecranul aparatului PNT curba rezultantă de amplitudine-frecvență BCC—AFII, se reglează bobinele circuitului rezonant ale oscilatorului astfel încît frecvența purtătoare a semnalului să fie situată la nivelul 0,5 pe porțiunea înclinată din stînga a caracteristicii de frecvență.

A doua metodă constă în utilizarea instrumentului PNT ca undametru. Pentru aceasta, instrumentul se conectează pentru modul de lucru „către sine", situație în care divizorul cablului de înaltă frecvență se unește cu sonda cu detector, iar clema „*a*" cu sarcina echivalentă. După aceasta, de la generatorul de UUS se aplică semnal cu frecvența purtătoare a canalului pentru care se face reglajul, avînd tensiunea 50—100 mV. Dacă circuitul oscilatorului este acordat corect, curba ce apare pe ecranul aparatului PNT va avea marcherul pe frecvența intermediară 38 MHz. Dacă marcherul este deplasat față de frecvența 38 MHz se va corecta acordul din bobina corespunzătoare a oscilatorului pînă în momentul în care are loc suprapunerea marcherului pe frecvența 38 MHz. În timpul acestor reglaje, butonul potențiometrului de acord a oscilatorului trebuie instalat în poziție mijlocie.

În caz că nu dispunem de aparatul PNT, reglajul blocului BCC-1 se poate realiza cu ajutorul generatorului UUS de tipul GSS-7 (ГСС-7), GSS-17 (ГСС-17), GMV (ГМВ) și a amplificatorului de frecvență intermediară-imagine (AFII), la care se conectează BCC care trebuie reglat. Acest mod de lucru este însă mai dificil decît reglajul cu ajutorul instrumentului PNT. Mai întîi se conectează voltmetrul electronic la rezistența de sarcină a detectorului video. Pe baza tranzistorului T_2 se aplică semnal de frecvență intermediară, modulat (adîncimea modulației aproximativ 50%), de la generator, printr-un condensator de 50—100 pF. Rotind miezul bobinei L_{12} se va căuta să se obțină indicație maximă la voltmetrul electronic.

Se comută apoi generatorul de UUS pe frecvența semnalului canalului ce trebuie reglat. În acest caz semnalul trece prin AFII numai dacă frecvența oscilatorului este corect reglată. Reglajul oscilatorului este necesar a se face de asemenea pentru a se obține indicația maximă la voltmetrul electronic. Se aduce apoi generatorul de UUS la intrarea BCC și se acordă unul după altul circuitul de intrare și circuitul de colector al AIF pentru a se obține indicația maximă la voltmetrul electronic, micșorînd treptat semnalul de la intrare. Circuitul rezonant paralel L_1C_1 se poate

acorda aplicînd la intrarea BCC, care este cuplat cu AFII, un semnal cu frecvența 35 MHz, căutînd a se obține indicația minimă la voltmetrul electronic.

2.5.3. Reglajul blocului BCC-*2*

Se verifică corectitudinea regimurilor în curent continuu ale tranzistoarelor din schemă cu ajutorul unui voltmetru electronic, prin comparație cu datele din tabelul 2.18.

Tabelul 2.18

Valorile tensiunilor continue la tranzistoarele blocului BCC-*2*

Notația tranzistorului în schemă	Valoarea tensiunii, în volți, pe electrozi		
	E	*C*	*B*
T_1	2,9	0	2,5
T_2	10,5	0	10,0
T_3	9,4	0	6,4

Reglajul blocului BCC-2 urmează a se face în aceiași succesiune ca și reglajul blocului BCC-1. În timpul reglajului circuitului de acord al mixerului (tamburul cu discuri nu este introdus în carcasă) trebuie desfăcut de la baza tranzistorului T_2 circuitul de rejecție $L_{36}C_9$. Apoi, conform cu schema din fig. 2.40, *a*, conectînd cablul de înaltă frecvență al vobulatorului la baza tranzistorului T_2, se caută a se obține, rotind miezul bobinei L_{37}, caracteristica de frecvență necesară. Atunci cînd se conectează circuitul de rejecție trebuie ca înălțimea caracteristicii să nu se modifice decît foarte puțin.

Reglajul filtrului rezonant paralel L_1C_1 al blocului BCC-2 se realizează analog cu reglajul filtrului blocului BCC-1, cu diferența că sonda cu detector a vobulatorului se conectează la contactul cu arc *1* al plăcii cu contacte.

După introducerea tamburului cu disc se acordă circuitele de intrare și de colector ale AIF cu ajutorul aceleiași scheme ca și în cazul reglajului AÎF al BCC-1. Întrucît în BCC-2 este folosită conectarea în serie a bobinelor în cuprinsul a trei subgame, trebuie început cu reglajul canalului 12 (cu frecvența cea mai ridicată). Caracteristica de frecvență necesară se obține prin apropierea sau îndepărtarea spirelor bobinelor circuitelor de intrare și de colector ale fiecărui canal.

Metodele care se folosesc la reglajul BCC-1 pot fi folosite și în cazul reglajului oscilatorului BCC-2.

2.5.4. Reglajul blocului BCC-3

Tensiunile continui la terminalele tranzistoarelor BCC-3, față de masă (șasiu), măsurate cu voltmetrul electronic, trebuie să se afle în limitele indicate în tabela 2.19.

Tabelul 2.19

Valorile tensiunilor continue la tranzistoarele blocului BCC-3

Notația tranzistorului în schemă	Valoarea tensiunii, în volți, pe electrozi		
	E	*C*	*B*
T_1	6,5—8,5	1,0—2,0	6,5—8,0
T_2	9,0—11,0	1,0—1,8	9,0—11,0
T_3	5,0—6,5	0	5,0—6,8

Circuitul de ieșire al mixerului și filtrul cu mai multe secțiuni, de la intrare, se reglează după schema din fig. 2.40, *a*. În timpul reglajului mixerului, cablul de înaltă frecvență al vobulatorului se conectează la contactul cu arc VI (v. fig. 2.12) printr-un condensator de 10 pF; circuitul de rejecție $L_{53}C_{25}$ din baza tranzistorului T_2 se deconectează. Acționînd miezul bobinei L_{52} se caută a se obține caracteristica de frecvență necesară. După ce se conectează circuitul acordat $L_{53}C_{25}$, prin acționarea miezului bobinei L_{53} se caută a se obține o caracteristică de frecvență cît mai simetrică. În timpul reglajului trebuie astfel făcut încît să nu se producă limitarea sau distorsionarea curbei examinate atunci cînd se mărește semnalul de la vobulator.

Pentru reglajul filtrului de intrare (nu se deconectează blocul BCC-3 după acordul circuitului de ieșire al mixerului) este necesar să se desfacă cablul BCC-3 de la sarcina echivalentă. Din acest motiv tamburul cu galeți trebuie introdus în carcasa BCC. Prin acționarea miezurilor bobinelor L_{49} și L_{50} se caută a se obține o curbă asemănătoare aceleia din fig. 2.16, *b*. După reglaj, miezurile bobinelor L_{49}, L_{50}, L_{52}, L_{53} trebuie să fie fixate cu parafină sau vopsea.

Reglajul circuitelor oscilatorului, pe fiecare canal, se realizează cu ajutorul schemei din fig. 2.41, cu ajutorul miezurilor bobinelor de oscilator.

Reglajul caracteristicii de frecvență a întregului BCC-3 se face prin rotirea miezurilor bobinelor circuitului de intrare ale AÎF, a condensatoarelor semireglabile C_9, C_{12} și prin variația cuplajului între bobinele filtrului de bandă. În acest caz, schema de măsurat este asemănătoare cu schema din fig. 2.40, *a*. Dacă forma caracteristicii se deosebește de curba reprezentată în fig. 2.2, trebuie învîrtite miezurile trimerilor C_9, C_{12} pînă cînd se obține forma dorită a curbei, cu două cocoașe.

Dacă este dezacordat unul din canale, reacordul urmează să se facă numai prin deplasarea spirelor bobinelor filtrului de bandă, schimbînd cuplajul între circuite. În caz că se obține o curbă cu o cocoașă trebuie mărit cuplajul între bobine, deplasînd spirele ambelor bobine la interior și apoi se obține curba dorită, cu două cocoașe, sau, în cazul cel mai defavorabil, dreptunghiulară, deplasînd spirele la exterior.

Prin mărirea cuplajului, amplificarea BCC crește. Amplificarea poate crește de asemenea prin apăsarea spirelor bobinei de neutrodinare L_{51}, însă va trebui urmărit, ca prin aceasta, să nu apară autooscilații, ceea ce se evidențiază prin apariția unor supracreșteri pe curbă, ce pot fi observate pe ambele părți ale liniei de zero.

Asemănător se efectuează acordul pe celelalte canale, în aceeași ordine. Se recomandă totuși a se începe reglajul cu canalele superioare.

Capitolul 3

Etajele de amplificare a semnalelor de imagine

3.1. Principii generale de alcătuire a etajelor

3.1.1. Schema bloc

Principiile de alcătuire a etajelor de amplificare ale televizoarelor portabile, tranzistorizate, se determină din particularităţile standardului de televiziune. În U.R.S.S., cît şi în majoritatea ţărilor străine, este folosită modulaţia în frecvenţă a purtătoarei de sunet şi modulaţia de amplitudine pentru purtătoarea de imagine. Acest mod ales pentru modulare permite a se construi lanţul de amplificare după schema cu un singur canal (fig. 3.1, *a*), care în prezent, este cea mai corespunzătoare.

Baza metodei cu „un canal" pentru amplificarea semnalelor primite la intrare constă în următoarele. Semnalele de frecvenţă intermediară de imagine şi sunet trec prin instalaţia de intrare şi se amplifică în amplificatorul de frecvenţă intermediară imagine, AFII. Trebuie să facem precizarea că denumirea aleasă pentru acest amplificator este într-o oarecare măsură convenţională, deoarece, în afară de semnalele de frecvenţă intermediară de imagine, el amplifică şi semnalele de frecvenţă intermediară de sunet. Totuşi, denumirea de bază, AFII, se referă la amplificarea semnalelor de imagine. După amplificare în AFII, semnalele de FI ajung la detectorul în amplitudine video. Cu ajutorul detectorului video se separă semnalul video, corespunzător modulaţiei în amplitudine a semnalului de FI-imagine, care se amplifică în amplificatorul de videofrecvenţă AVF şi se aplică pe electrodul modulator al tubului cinescop. Pe rezistenţa de sarcină a detectorului video se regăseşte, în afara semnalului video şi semnalul diferenţă de frecvenţă $f_d = f_{ii} - f_{is}$, conţinînd informaţia de sunet, ce rezultă din interacţiunea frecvenţelor intermediare de sunet şi imagine. Acest semnal este trimis în calea de amplificare a semnalelor de sunet.

Pentru proiectarea căii de amplificare a semnalelor de imagine, în cazul televizoarelor de gabarit mic şi de înaltă calitate, este necesar a se asigura următorii parametri: sensibilitatea pe frecvenţa $f_{ii} = 38$ MHz, la intrarea căii, de aprox. 0,5—1,0 mV, pentru 10 V_{vv} semnal video la ieşirea AVF; banda de trecere, la nivelul 0,5, să fie pînă la 4,5—5,0 MHz; selectivitatea, faţă de frecvenţa intermediară de imagine (38 MHz), la frecvenţa 39,5 MHz, este de — 30 dB; la 41 MHz, de — 40 dB; la 30 MHz, de — 40 dB; la 31,5 MHz este de — 20 dB; sistemul

RAA trebuie să asigure, la ieşirea AFII, variaţii ale tensiunii de ieşire de cel mult 3 dB pentru fluctuaţii ale semnalului, la intrare, de pînă la 40 dB.

Pentru a se satisface necesitatea privind sensibilitatea, calea de imagine trebuie să asigure un coeficient de amplificare înalt în tensiune. Acest coeficient de amplificare se distribuie pe diferite etaje în mod neuniform. Coeficientul de amplificare cel mai mic îl are AVF, deoarece, pentru îmbunătăţirea liniarităţii caracteristicii

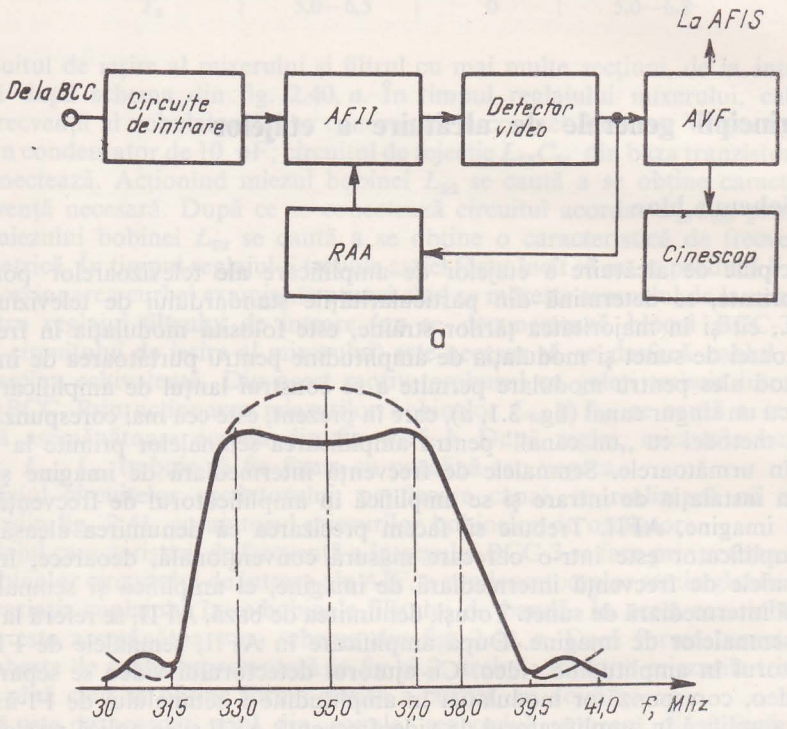


Fig. 3.1. Lanţul de amplificare a semnalelor de frecvenţă intermediară imagine:
a – schema bloc; *b* – caracteristica de amplitudine frecvenţă,

de fază, el este prevăzut cu reacţie negativă. Tensiunea maximă posibil la ieşirea AVF este determinată de tensiunea maximă admisă în circuitul de colector al etajului de ieşire. Actualmente este cu totul posibil să se obţină de la AVF un semnal VF de 50 V_{vv}. Pe de altă parte, tensiunea maximă, nedistorsionată, pe sarcina detectorului video, la tensiunea de 12 V şi impedanţă nu prea mare de intrare în AVF (3—5 kΩ), este de aprox. 0,5—1 V. În acest fel, AVF trebuie să asigure amplificarea semnalului video de 50—100 ori.

Coeficientul de transfer al detectorului video, încărcat cu o sarcină nu prea mare, constituită din impedanţa de intrare a AVF, are în mod obişnuit valoarea 0,3—0,5.

De aici deducem că semnalul de ieşire din AFII trebuie să aibă valoarea 0,3 V_{vv}. Pentru o sensibilitate anumită dată este uşor de văzut că valoarea coeficientului de amplificare al AFII trebuie să se afle în limitele 300—600. Asemenea valoare a amplificării poate fi obţinută într-un amplificator cu trei etaje, de bandă largă, cu tranzistoare, folosind tranzistoare de înaltă frecvenţă. Dacă se folosesc tranzistoare conectate după schema cu emitor comun este indicat să se folosească tranzistoare cu frecvenţa limită în jur de 200 MHz sau mai sus, de exemplu P411 (П411), GT 313 (ГТ 313). Dacă se foloseşte schema cu baza comună se pot folosi tranzistoare cu frecvenţă limită mai coborîtă, de ex. P 403 (П 403), P 416 (П 416). În acest din urmă caz va scade însă amplificarea.

Aşa cum s-a amintit în capitolul precedent, blocul de ÎF al microtelevizoarelor tranzistorizate nu poate asigura lăţimea de bandă necesară de trecere. Din mai multe cauze aceasta se obţine mai mare decît este necesară şi, din această cauză, selectivitatea se asigură în canalul de frecvenţă intermediară, de frecvenţă mai joasă, care, pentru asigurarea unei imagini de calitate, trebuie să aibă caracteristicile de frecvenţă, fază şi amplitudine corespunzătoare. Folosirea suprimării parţiale a unei benzi laterale de frecvenţă la transmiterea semnalelor de imagine impune anumite cerinţe specifice caracteristicilor de frecvenţă şi fază ale căii de recepţie. Caracteristica de frecvenţă trebuie să aibă un aspect lin, fără supracreşteri şi adînciturі. Purtătoarea de imagine, în acest caz, este situată pe porţiunea înclinată din urmă a caracteristicii de frecvenţă, la nivelul de 0,5 din nivelul său maxim, la mijlocul benzii de trecere. Pentru ca AFII să aibă distorsiuni minime de frecvenţă şi fază, este necesar ca caracteristica sa de frecvenţă să aibă formă de parabolă, iar poziţia optimă pentru purtătoarea de imagine este aceea corespunzătoare nivelului de 40% din maximul curbei de selectivitate. În fig. 3.1, *b* este redată caracteristica de frecvenţă a AFII pentru standardul naţional de televiziune.

În domeniul frecvenţelor mai înalte, banda de trecere a AFII trebuie să asigure atenuarea necesară a semnalelor de frecvenţă intermediară imagine, a canalului alăturat situat deasupra. În domeniul frecvenţelor mai joase, banda de trecere a AFII trebuie să asigure atenuarea semnalelor de FI sunet, a canalului alăturat situat dedesubt. În afară de aceasta, canalul AFII, în sistemul cu modulaţie în frecvenţă a purtătoarei de sunet, trebuie să asigure atenuarea în raport de 1 : 10 a semnalului de FI sunet faţă de semnalul FI imagine. Aceasta este necesar pentru funcţionarea normală a canalului de sunet, care lucrează pe principiul diferenţei de purtătoare.

Proiectarea AFII ale microtelevizoarelor cu tranzistoare este în măsură mai mare îngreunată de dificultăţile specifice, menţionate, ale tranzistoarelor [14].

3.1.2. Circuitul de intrare

Necesitatea de a se asigura o anumită selectivitate a căii de amplificare a semnalului de imagine poate fi îndeplinită fie prin utilizarea unui sistem de circuite complicate, fie prin introducerea la intrarea AFII a unui sistem selectiv special, filtrul cu selecţie concentrată (FSC). În primul caz, circuitul de intrare al AFII

are în primul rînd scopul de a face adaptarea între intrarea în amplificator şi ieşirea BCC; selectivitatea este asigurată numai în parte [15].

Impedanţa de ieşire a blocului BCC tranzistorizat este 75 Ω, de aceea, pentru a realiza adaptarea, dispozitivul de cuplaj dintre AFII şi BCC trebuie să asigure impedanţa de intrare de 75 Ω. Schema cea mai simplă este aceea cu cuplaj capacitiv, realizată prin divizor capacitiv. Adesea, adaptarea cablului de cuplaj cu circuitul de acord al mixerului se realizează prin autotransformator, iar cu intrarea în AFII prin transformator. Se poate de asemenea folosi o instalaţie de intrare care utilizează ambele modalităţi, prin transformator şi capacitiv sau, un alt sistem, care să folosească filtre de bandă la ambele capete ale cablului de unire.

Uneori, mai ales atunci cînd microtelevizorul este necesar să aibă selectivitate ridicată, este indicat să se folosească, la intrarea AFII filtrul cu selectivitate concentrată (FSC), folosit atît în televizoarele tranzistorizate cît şi în receptoarele de radiodifuziune, reprezentînd o construcţie unitară, constînd din cîteva circuite cuplate. El cumulează într-un singur loc al căii de amplificare o mare parte a circuitelor de selecţie, asigură formarea caracteristicilor de fază şi frecvenţă, selectivitatea necesară, micşorează numărul dispozitivelor de cuplaj ale unităţilor de amplificare cu circuite foarte selective. De asemenea, FSC măreşte stabilitatea amplificatorului şi uşurează reglajul acestuia, ceea ce este foarte important la schemele cu tranzistoare la care cuplajele parazite au o deosebită însemnătate.

Situarea FSC între ieşirea BCC şi intrarea în AFII permite adaptarea relativ uşoară a acestor blocuri ale televizorului, micşorează posibilitatea apariţiei în AFII a modulaţiei încrucişate, deoarece selectivitatea propriu zisă se asigură de către FSC, care este un element liniar. Reglajul AFII este de asemenea substanţial simplificat, deoarece, prin introducerea FSC, etajele AFII pot fi construite de bandă largă, care nu necesită un reglaj complicat.

În fig. 3.2 sînt arătate schemele cele mai folosite de FSC în microtelevizoare. Schema din fig. 3.2, *a* conţine şapte circuite ce asigură caracteristica de amplitudine-frecvenţă a AFII redată în fig. 3.1, *b*. În scopul asigurării unui acord independent al circuitelor care sînt aşezate unul lîngă altul, ele se acordă pe frecvenţe cît mai mult diferite una de alta. În microtelevizoarele de calitate mai scăzută se poate folosi schema unui FSC mai simplu (fig. 3.2, *b*). Ea asigură rejecţia numai în două puncte ale caracteristicii de frecvenţă (indicat punctat în fig. 3.1, *b*). De aici se observă că selectivitatea unei asemenea scheme este mai rea decît selectivitatea schemei precedente. Cu ajutorul schemei din fig. 3.2, *b* nu este posibil să se obţină o porţiune orizontală a caracteristicii de frecvenţă în dreptul frecvenţei intermediare de sunet, ceea ce conduce la înrăutăţirea calităţii sunetului. Pentru a se obţine o asemenea porţiune este necesar să se producă rejecţia pe frecvenţa 30 MHz. Pentru aceasta este necesar ca în schema 3.2, *b* să se introducă un circuit de rejecţie suplimentar. În fig. 3.2, *c* este redată schema unui FSC ce permite să se formeze caracteristica de frecvenţă necesară în zona frecvenţei intermediare de sunet. Impedanţele de intrare şi de ieşire ale FSC din fig. 3.2 sînt egale cu 75 Ω. Frecvenţele de acord ale fiecărui circuit sînt însemnate pe figură.

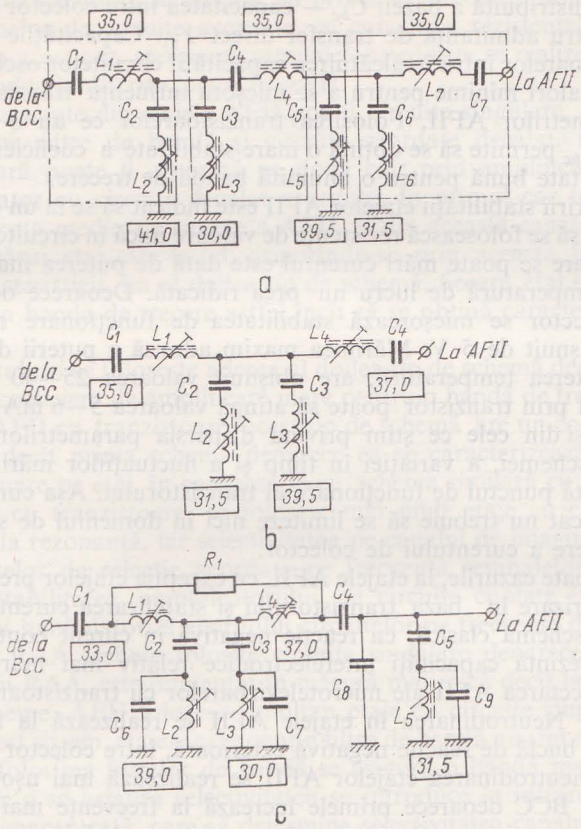


Fig. 3.2. Schema filtrelor cu selectivitate concentrată.

3.1.3. Particularităţile etajelor AFII

De la un etaj AFII, lucrînd cu tranzistor, se poate obţine un cîştig de 20 dB, în mod practic. Cîştigul depinde de lăţimea benzii de trecere, de numărul circuitelor de rejecţie introduse în schema etajului (întrucît ele introduc atenuarea semnalului) şi de mărimea tensiunii RAA. Adesea, în AFII se folosesc aceleaşi tipuri de tranzistoare ca şi în blocul BCC, deoarece în aceste etaje, care lucrează pe frecvenţele 30—50 MHz, prin această măsură se reduce necesitatea neutrodinării cuplajelor interne inverse.

Tranzistoarele de ÎF ale AFII trebuie să aibă mărimi cît mai mici ale capacităţilor de intrare şi ieşire, valoare redusă a parametrului de cuplaj invers $r_b C_{bc}$

(r_b — rezistența distribuită a bazei, C_{bc} — capacitatea între colector și bază) și mărime maximă pentru admitanța de transfer direct Y_{21}. Capacitățile de intrare și de ieșire ale tranzistoarelor intră în alcătuirea capacității circuitelor oscilante și de aceea trebuie să aibă valori minime pentru a se micșora influența tranzistoarelor asupra stabilității parametrilor AFII. Folosirea tranzistoarelor ce au o valoare mică a parametrului r_bC_{bc} permite să se obțină o mare stabilitate a coeficientului de amplificare și o stabilitate bună pentru o anumită bandă de trecere.

În scopul măririi stabilității etajelor AFII este indicat să se ia un curent mai mare prin tranzistor și să se folosească rezistențe de valoare mică în circuitele de polarizare. Limita pînă la care se poate mări curentul este dată de puterea maxim disipată pe colector, la o temperatură de lucru nu prea ridicată. Deoarece odată cu mărirea tensiunii de colector se micșorează stabilitatea de funcționare a tranzistorului, aceasta se ia obișnuit de 5 V. Mărimea maxim admisă a puterii disipate pe tranzistor, prin creșterea temperaturii, are obișnuit valoarea 25—40 mW. În aceste condiții, curentul prin tranzistor poate să atingă valoarea 5—6 mA. Atît din aceste considerații, cît și din cele ce știm privind dispersia parametrilor tranzistoarelor și parametrilor schemei, a variației în timp și a fluctuațiilor mărimii tensiunii de alimentare, rezultă punctul de funcționare al tranzistorului. Așa cum este cunoscut, semnalul amplificat nu trebuie să se limiteze nici în domeniul de saturație, nici în domeniul de tăiere a curentului de colector.

Aproape în toate cazurile, la etajele AFII, cu excepția etajelor prevăzute cu RAA, curentul de polarizare în baza tranzistorului și stabilizarea curentului de colector se asigură prin schema clasică, cu reacție negativă în curent continuu. Deoarece tranzistoarele prezintă capacități interelectrodice relativ mai mari decît tuburile de radio, la proiectarea AFII ale microtelevizoarelor cu tranzistoare se iau măsuri de neutrodinare. Neutrodinarea în etajele AFII se realizează la fel ca în etajele BCC, folosind o buclă de reacție negativă exterioară, între colector și baza tranzistorului. Totuși, neutrodinarea etajelor AFII se realizează mai ușor decît în cazul etajelor blocului BCC deoarece primele lucrează la frecvențe mai joase. De asemenea, tensiunea reacției pozitive interne, în tranzistoare, la frecvențe de cîțiva MHz, este mai mică decît la frecvențele de lucru ale blocului BCC.

Datorită conceperii tranzistoarelor cu valoare mică a parametrului r_bC_b, în general, în etajele AFII se poate evita neutrodinarea. Pentru a se micșora influența cuplajelor parazite, în AFII se folosesc schemele cascod, care de fapt constă dintr-un amplificator cu două etaje fără elemente de cuplaj între etaje dependente de frecvență. Conectarea tranzistoarelor în cascod permite să se obțină coeficientul de amplificare cel mai stabil, superior schemei cu emitor comun sau schemei cu baza comună. În AFII ale televizoarelor tranzistorizate se folosește curent schema amplificatorului cascod „emitor comun-baza comună" [16]. Conectarea tranzistoarelor în AFII după schema cascod este mai cu seamă rațională în cazul tranzistoarelor ieftine, ce au frecvența limită mai mare de 100 MHz.

La începutul paragrafului au fost enunțate necesitățile de bază privind caracteristica de frecvență a canalului de amplificare de FI al microtelevizoarelor tranzistorizate. În mod deosebit a fost arătat caracterul complicat și dificultățile de obținere a caracteristicii de frecvență. Dacă în lanțul de amplificare nu este folosit

FSC, selectivitatea canalului se asigură, în principal, de către proprietăţile de rezonanţă ale sistemelor de circuite acordate, ce constituie rezistenţele de sarcină ale etajelor AFII. În acest caz, atenuarea semnalelor nedorite se realizează prin circuite de rejecţie, introdus în diferite locuri în AFII.

Circuitele rezonante din etajele AFII pot fi circuite singulare, acordate pe frecvenţa semnalului, filtre de bandă şi circuite acordate decalat. Caracteristica de frecvenţă necesară poate fi obţinută pe două căi: prin amplificator la rezonanţă şi prin amplificator cu circuite decalat acordate. În primul caz toate circuitele se acordă pe frecvenţa medie de trecere a AFII, şi din această cauză caracteristica de frecvenţă a fiecărui etaj este la fel, asigurîndu-se prin aceasta forma rezultantă, necesară, a caracteristicii. La al doilea tip de schemă, fiecare etaj se acordă pe frecvenţe diferite din banda de trecere astfel încît să se obţină caracteristica rezultantă necesară.

La AFII cu tuburi se foloseşte adesea al doilea tip de schemă deoarece ea permite să se obţină un coeficient de amplificare mare pentru o bandă de trecere relativ mică a etajelor. La AFII cu tranzistoare, acest tip de schemă are un coeficient de amplificare mai mic decît prima schemă deoarece ea se caracterizează printr-o bandă de trecere mai mare pe etaj, în comparaţie cu schema similară cu tuburi. Din acest motiv, la AFII cu tranzistoare, se folosesc mai mult etaje cu circuite de bandă largă, acordate la rezonanţă, iar selectivitatea pe canalul de imagine se asigură prin folosirea circuitelor de rejecţie acordate pe frecvenţa semnalelor în amestec. Cu toate acestea, stabilitatea amplificatorului cu circuite cuplate (filtre de bandă) este cu mult mai bună datorită acordului circuitelor pe frecvenţe diferite. În etajele supuse acţiunii RAA trebuie folosite circuite singulare deoarece, acordul lor, în timpul acţionării RAA, este influenţat în măsură mai mică decît la filtrul de bandă.

În unele scheme, AFII folosesc simultan etaje cu circuite singulare şi cu filtre de bandă. În acest sistem, etajele care conţin filtre de bandă nu sînt reglate prin RAA. Deoarece prin folosirea filtrelor de bandă se asigură o bandă mai largă decît este necesară, pentru a se asigura selectivitatea se introduce la intrarea AFII un filtru cu selectivitate concentrată, care să determine selectivitatea canalului.

Pentru asigurarea unei caracteristici de frecvenţă necesară a AFII trebuie să se acorde o atenţie deosebită adaptării etajelor, precum şi a întregului amplificator cu blocul BCC şi detectorul video.

Atunci cînd se folosesc circuite singulare, etajele AFII se adaptează în mod obişnuit prin transformator, ce are înfăşurarea primară conectată în circuitul de colector ca inductanţa de acord a acestuia, iar secundarul constituie înfăşurarea de cuplaj conectată în circuitul de bază al etajului următor. Acordul pe frecvenţa intermediară, imagine, în acest caz, se face numai pentru înfăşurarea primară. Adaptarea se realizează prin alegerea unui raport de transformare corespunzător al transformatorului de adaptare. În afară de aceasta, adesea se foloseşte conectarea parţială a circuitelor de sarcină în circuitul de colector al tranzistorului.

În etajele AFII cu filtre de bandă, ambele circuite se acordă la rezonanţă iar cuplajul dintre ele poate fi inductiv, capacitiv sau combinat. În televizoarele portabile tranzistorizate se folosesc în principal două moduri de cuplaj ale filtrului de bandă: inductiv şi capacitiv. Cuplajul capacitiv se foloseşte şi în cazul circuitelor

secundare. Din punct de vedere al reglajului, cuplajul capacitiv este mai simplu față de cel inductiv. La cuplajul capacitiv, variația capacității de intrare a tranzistorului influențează în mică măsură frecvența de rezonanță a circuitului acordat din cauza valorii sale comparativ mici în comparație cu a circuitului rezonant. În etajele AFII cu filtre de bandă, folosirea schemelor de adaptare cu capacități mărește factorul de calitate al circuitelor. Impedanța mică de intrare a tranzistorului se adaptează bine cu sarcina pentru valori mari ale capacității circuitului rezonant, dacă dorim să avem o bandă îngustă de trecere. În acele scheme unde pentru adaptarea etajelor se folosește divizorul capacitiv de tensiune, condensatorul de acord poate avea valoare mică. Aci, adesea, capacitatea de intrare a tranzistorului etajului următor reprezintă unul din condensatoarele divizorului de tensiune.

3.1.4. Reglajul automat al amplificării

În televizoarele tranzistorizate se folosesc două moduri de RAA: direct și invers. În RAA direct, cu creșterea semnalului video schema RAA mărește curentul prin tranzistorul reglat, prin aceasta se micșorează tensiunea între colector și emitor, deoarece crește căderea de tensiune pe rezistența de decuplare din circuitul de colector (emitor). Aceasta conduce la micșorarea bruscă a amplificării etajului. Acest mod de reglaj face ca etajul să fie ferit de suprasarcină deoarece, atunci cînd semnalul crește, se mărește diferența de potențial dintre emitorul și baza tranzistorului. La sistemul RAA invers se micșorează curentul de colector al tranzistorului reglat atunci cînd se mărește amplitudinea semnalului video. Urmarea acestei acțiuni este scăderea importantă a amplificării etajului. În mod obișnuit, tensiunea de RAA direct se aplică în AÎF al BCC și în etajele AFII cu bandă largă de trecere; tensiunea de RAA invers se aplică etajelor cu filtre de bandă, unde trebuie menținută constant frecvența de rezonanță a circuitelor. Alegerea schemei RAA este determinată în mare măsură de caracterul sarcinii etajelor AFII. Dacă capacitatea constantă a circuitului rezonant a etajului este mare, se folosește RAA direct. În acest caz, variația capacității de intrare și de ieșire a tranzistorului influențează practic foarte puțin frecvența de rezonanță a circuitului acordat. Și invers, cînd capacitatea circuitului oscilant este mică se folosește RAA invers. În acest caz, parametrii la rezonanță ai circuitelor nu se schimbă și reglajul lor rămîne constant.

În etajele AFII, reglarea curentului de colector se realizează prin varierea curentului de emitor sau de bază. Curentul continuu de comandă al sistemelor RAA se asigură de un amplificator de curent continuu cu unul sau cu două etaje. Pentru varierea curentului de bază, tensiunea RAA se aplică simultan pe baza a două tranzistoare ale AFII. Atunci cînd tensiunea RAA se aplică simultan pe baza a două tranzistoare trebuie dată mare atenție circuitelor de decuplare. În caz contrar, din cauza reacției negative pe circuitele de aplicare a reacției negative, este posibil să ia naștere autooscilația AFII.

Toate modalitățile examinate de aplicare a tensiunii de RAA se pot numi „de regim" deoarece prin variația amplificării se schimbă regimul tranzistorului reglat.

Principalul neajuns al acestor modalităţi de reglaj constă în distorsionarea formei caracteristicii de frecvenţă a lanţului de recepţie, deoarece parametrii tranzistoarelor actuale depind de mărimea curentului de emitor.

In acele microtelevizoare în care se folosesc tranzistoare ieftine, de calitate relativ redusă, trebuie recurs la complicarea schemelor pentru a micşora dependenţa parametrilor tranzistoarelor de curentul de emitor. Atenuarea dependenţei se poate face pe două căi: prin folosirea schemelor cascod şi prin folosirea atenuatorilor comandaţi. Folosirea schemelor cascod în AFII permite a se stabiliza uşor forma caracteristicii de frecvenţă chiar şi în cazul RAA „de regim". Aceasta se explică prin faptul că conductanţa schemei cascod, în timpul procesului de reglaj, practic nu se schimbă, această variaţie a conductanţei ei putînd fi compensată printr-un element neliniar (de ex. o diodă) conectat la intrare. La schemele cascod este foarte util să se aplice scheme RAA de tip şunt cu diode sau cu tranzistoare.

A doua cale de îmbunătăţire a stabilităţii caracteristicii de frecvenţă a AFII constă în folosirea atenuatoarelor comandate, care se comandă de către semnalul schemei RAA. În acest caz, regimul tranzistoarelor, în procesul de reglaj, rămîne invariabil. De obicei, atenuatoarele comandate se introduc la intrarea AFII. Întrucît rezistenţa internă a sursei semnalului de comandă şi rezistenţa de intrare a primului etaj AFII sînt mici, se folosesc atenuatoare comandate de tip serie. Ca atenuator se foloseşte de obicei dioda conectată în serie în circuitul bazei primului tranzistor. AFII. Rezistenţa acestei diode se schimbă în dependenţă de amplitudinea semnalului de recepţie.

În aceeaşi măsură ca şi schemele active de RAA, în microtelevizoarele tranzistorizate se folosesc scheme pasive de reglaj a amplificării, a căror problemă constă în faptul ca să nu permită a se supraîncărca calea de recepţie la semnale mari. În acest scop, de exemplu, se conectează o diodă în paralel cu sarcina din colector a primului etaj AFII. Această diodă este închisă de către tensiunea iniţială de polarizare. Cînd semnalul depăşeşte nivelul de blocare al diodei se produce şuntarea sarcinii primului etaj AFII, ceea ce conduce la micşorarea amplificării lui.

După modul de formare a tensiunii de comandă a schemelor RAA, folosite în microtelevizoarele tranzistorizate, se deosebesc scheme cu acţiune neîntreruptă şi scheme poartă. Neajunsurile schemelor RAA cu acţiune neîntreruptă sînt: instabilitate la perturbaţii, constantă de timp mare a circuitului de reglaj şi o gamă dinamică relativ nu prea mare de reglaj. Din cauza acestor neajunsuri, schemele de RAA cu acţiune neîntreruptă se aplică rar în microtelevizoarele actuale. Cele mai bune rezultate dau schemele RAA poartă. Ele sînt comandate de către impulsurile cursei inverse a sincronizării de linii, ce sosesc de la transformatorul de linii. Reglajul amplificării unor asemenea scheme se face numai în timpul acţionării impulsurilor de linie pe timpul cursei inverse, ceea ce asigură o bună stabilitate faţă de perturbaţii a schemei cu o constantă de timp mică a regimului de restabilire. Aşa cum este normal, schema RAA poartă conţine un etaj poartă, un detector de impulsuri şi un amplificator de curent continuu. În unele scheme lipseşte amplificatorul de putere al semnalelor de comandă. În acest caz, funcţia sa este îndeplinită de etajul

AFII reglat. Uneori, în locul detectorului de impulsuri de cursă inversă se folosesc circuite de integrare.

La elaborarea schemelor de RAA trebuie să se acorde atenție la adaptarea lor la intrare deoarece de aceasta depinde în mare măsură calitatea reglajului automat. După modul de conectare a schemei RAA la ieșirea lanțului de amplificare de FI imagine, se deosebesc cîteva variante de scheme. În schemele RAA, semnalul video se ia fie de la detectorul video, fie de la un detector separat RAA, realizat cu diodă sau cu tranzistor, fie de la repetorul pe emitor sau de la etajul final AVF.

3.1.5. **Detectorul video**

Detectorul video este realizat conform schemei în care dioda este conectată în serie, care, spre deosebire de schema cu conectarea în paralel, a diodei, ușurează adaptarea detectorului video cu ultimul etaj AFII.

Impedanța de intrare a detectorului serie este între 1—5 kΩ și de aceea este ușor să se adapteze cu impedanța de ieșire a ultimului etaj AFII, deoarece sînt aproximativ egale una cu alta. Datorită acestui fapt uneori se folosește conectarea directă a detectorului video la rezistența de sarcină a ultimului etaj AFII. Cea mai uzuală modalitate de adaptare a detectorului video cu AFII este folosirea unui transformator de adaptare cu înfășurare secundară dezacordată. Un asemenea mod de adaptare, așa cum este normal, se folosește în AFII cu circuite rezonante singulare. În AFII, în care între etaje se folosește cuplajul capacitiv, detectorul video se adaptează de asemeni cu ajutorul divizorului capacitiv. Neajunsurile și avantajele unui asemenea mod de adaptare a fost examinat la analiza particularităților AFII.

Ca și în televizoarele cu tuburi, după detectorul video se montează un filtru de frecvențe joase cu una sau două secțiuni, care taie oscilațiile parazite ce au frecvența mai mare decît frecvența limită superioară a semnalului video. Polaritatea semnalului video la ieșirea detectorului video depinde de modul său de aplicare pe cinescop, numărul și particularitățile etajelor AVF, de tipul de schemă RAA. În televizoarele portabile se folosește adesea polaritatea negativă pentru semnalul de la ieșirea detectorului video.

Adaptarea detectorului video cu AVF se face cu oarecare dificultate deoarece impedanța de intrare a ultimului depinde de frecvența de modulație a semnalului de imagine. De aceea detectorul video se unește cu AVF prin șoc conectat în serie cu circuitul de aplicare a semnalului. În acest fel se asigură o adaptare bună în întreaga gamă de frecvențe de modulație a semnalului de imagine. Deoarece pe baza tranzistorului în AVF se aplică tensiune constantă de polarizare, sarcina detectorului nu trebuie conectată cu masa direct. Punerea la masă se face de obicei prin rezistență, de pe care se ia tensiunea de polarizare. Adesea, la circuitul de sarcină al detectorului video se conectează circuitul de rejecție care filtrează semnalul de FI și armonicile acestuia ce apar după detecție.

3.1.6. Amplificatorul video

AVF constă dintr-un amplificator de bandă largă care trebuie să asigure amplificarea uniformă a semnalelor în banda de frecvenţa de la 0 la 5—6 MHz. Limita superioară de frecvenţă a benzii de trecere a AVF depinde de standardul de televiziune şi în principal este determinată de numărul liniilor de analiză (descompunere) a imaginii. AVF trebuie să asigure o caracteristică de frecvenţă şi de fază cît mai liniară. Neliniaritatea acestor caracteristici conduce la diferite feluri de distorsiuni ale imaginii [13].

Rolul hotărîtor în obţinerea unei imagini de calitate îl joacă amplificatorul video şi cinescopul. AVF cu o caracteristică de amplitudine frecvenţă liniară asigură o redare bună a nuanţelor fine ale imaginii. Pentru a se obţine o imagine cu detalii fine este necesar să se folosească în întregime porţiunea de lucru a caracteristicii de modulaţie a cinescopului. Acest lucru este posibil numai în cazul cînd la ieşirea AVF este semnal video mare. Împreună cu distorsiunile de amplitudine ale semnalului, care conduc la redarea incorectă a detaliilor de contrast şi la înrăutăţirea rezoluţiei, din cauza distorsiunilor de fază, ca urmare a neliniarităţii caracteristicii de fază a AVF, pot apare distorsiuni de fază ale imaginii.

În modelele mai vechi de microtelevizoare tranzistorizate s-au folosit cinescoape de gabarit mic, de ex. 25LK1B (25ЛК1Б) cu optica electronică de la cinescoapele televizoarelor cu lămpi. Aceste cinescoape au porţiunea de lucru a caracteristicii de modulaţie pînă la 60—80 V. În televizoarele portative actuale se folosesc cinescoape cu porţiune mică de lucru a caracteristicii de modulaţie (15—40 V). Aceasta permite să se micşoreze tensiunea de ieşire a AVF şi întru cîtva să se simplifice schema acestuia. În acest fel, la o tensiune de ieşire din detectorul de video de 1 V, AVF trebuie să asigure amplificarea în tensiune între 30—100 ori. Este totuşi extrem de greu să se obţină cu un singur etaj banda de trecere necesară, să se facă adaptarea sa cu detectorul video, cu schema RAA, cu selectorul şi cu AFIS şi să asigure reglajul contrastului. De aceea, aproape întotdeauna în microtelevizoarele tranzistorizate se folosesc AVF cu două etaje. În acest caz, primul etaj are scopul principal de a face adaptarea, iar etajul de ieşire de amplificare şi de formare a caracteristicii de frecvenţă.

Deoarece etajul intermediar al AVF are scopul de a face adaptarea, el trebuie să prezinte impedanţă mare de intrare şi impedanţă de ieşire mică. De aceea, aproape în toate schemele, etajul intermediar AVF este un repetor pe emitor. Cu o rezistenţă de emitor de aprox. 1 kΩ se asigură o impedanţă de intrare a repetorului pe emitor de 20—30 kΩ şi o impedanţă de ieşire de 50—70 Ω. Impedanţa de intrare mare a repetorului pe emitor şuntează în măsură neînsemnată sarcina detectorului video, a cărui mărime este în mod curent 3—6 kΩ. Impedanţa de ieşire nu prea mare a repetorului pe emitor permite să se adapteze bine acesta cu etajul de ieşire. În afară de aceasta, repetorul pe emitor oferă un avantaj esenţial faţă de alte scheme: impedanţa sa de intrare nu variază sub acţiunea reacţiei negative interne prin capacitatea colector-bază a tranzistorului, şi care creşte la frecvenţe de modulaţie mari.

Lăţimea benzii de trecere a amplificatorului intermediar al AVF, realizat după schema repetorului pe emitor, este direct proporţională cu valoarea rezistenţei de

emitor și invers proporțională cu mărimea sarcinii detectorului video. De aceea, la acele televizoare la care se folosesc tranzistoare mai puțin bune pentru a lucra în ÎF, se poate obține banda de trecere necesară prin mărirea rezistenței din emitor. Totuși, mărirea exagerată a acestei rezistențe duce la înrăutățirea adaptării etajului intermediar cu etajul de ieșire din cauza micșorării în mare măsură a impedanței de ieșire. În scopul asigurării unei impedanțe de intrare mari a etajului intermediar al AVF trebuie folosite tranzistoare cu coeficient mare de amplificare în curent în toată banda de frecvențe de amplificat și care să lucreze cu curenți de bază mici. Frecvența limită inferioară a acestor tranzistoare nu trebuie să fie mai mică de 20 MHz.

Împreună cu semnalul video, la intrarea AVF pot ajunge și semnale de frecvență intermediară sunet, care, prin amplificare în acesta, pot produce perturbații pe imagine. De aceea, în etajul intermediar este de dorit să se conecteze un dispozitiv de filtraj care să prevină pătrunderea semnalelor de frecvență intermediară sunet în AVF. De exemplu, în paralel cu sarcina repetorului pe emitor se poate conecta un circuit de rejecție serie, acordat pe frecvența diferență, care va scurtcircuita semnalul cu această frecvență și prin aceasta va împiedica pătrunderea semnalelor de sunet la ieșirea AVF. Circuitul de rejecție are o bobină suplimentară pentru cuplaj cu calea de sunet.

În microtelevizoarele tranzistorizate actuale etajul intermediar al AVF are funcții multiple. Pe frecvențele semnalului video el lucrează ca repetor catodic, iar pe frecvența intermediară de sunet lucrează ca amplificator la rezonanță, conectat după schema cu emitor comun. În acest scop, în circuitul de colector al tranzistorului este introdus un circuit singular acordat pe frecvența diferență, iar în paralel pe sarcina din emitor-acordată pe aceeași frecvență — circuitul de rejecție. Pentru frecvența diferență, rezistența din emitor scurtcircuitează circuitul de rejecție și etajul apare ca realizat după schema cu emitor comun, lucrînd ca amplificator la rezonanță. Semnalul video pentru etajul final se culege de pe rezistența din emitor.

Neajunsul unei asemenea scheme a etajului cu funcții multiple este stabilitatea relativ coborîtă cu temperatura, deoarece, pentru frecvențele video, rezistența din circuitul de emitor este aproximativ egală cu zero. Pentru mărirea stabilității etajului cu funcții multiple, uneori nu se șuntează rezistența de emitor cu circuitul de rejecție. Din această cauză scade însă amplificarea etajului pe FI-sunet și crește posibilitatea pătrunderii prin AVF a semnalului de sunet. O protecție bună împotriva pătrunderii sunetului în calea de imagine în lipsa circuitului de rejecție, o constituie filtrul-dop (circuit rezonant paralel), introdus în circuitul de semnal, la ieșirea AVF. Filtrul-dop este acordat pe FI-sunet.

Semnalul pentru selector și RAA se ia de la repetorul pe emitor atunci cînd AVF este prevăzut cu acest etaj. Acest lucru nu trebuie să conducă la înrăutățirea adaptării AVF cu detectorul video sau să distorsioneze caracteristica de frecvență. De asemenea, influența reciprocă dintre etaje trebuie să fie minimă. Cel mai simplu mod de extragere a semnalului pentru selector este conectarea intrării acestuia cu emitorul etajului intermediar. În cazul acestui mod de conectare este necesar ca selectorul să aibă impedanță de intrare mare pentru ca să nu șunteze sarcina repe-

torului pe emitor. Selectorul cu impedanță de intrare mică se conectează la colectorul tranzistorului etajului intermediar. Tot de aici se culege și semnalul pentru schema RAA. Semnalul de intrare pentru selector și pentru schema RAA se ia de pe rezistența de colector. Prezența rezistenței în colector micșorează impedanța de intrare în etajul intermediar. Un alt dezavantaj al schemei îl constituie faptul că extragerea semnalelor pentru selector și RAA înrăutățește stabilitatea schemei. Din acest punct de vedere, se recomandă ca selectorul și RAA să se conecteze în puncte diferite (electrozi diferiți ai tranzistorului).

Toate modalitățile examinate de extragere a semnalului pentru selector trebuie să asigure un semnal de intrare în selector care să fie independent ca mărime de reglajul de contrast. Modul indicat mai înainte de conectare a selectorului, asociat cu o schemă RAA în gamă largă, asigură condiții bune pentru sincronizare chiar în cazul semnalelor de recepție slabe sau puternice. Mai puțin bună, din acest punct de vedere, este conectarea selectorului în emitorul etajului intermediar la care contrastul se reglează prin potențiometrul din emitor. Variația care se produce prin șuntarea rezistenței de emitor de către impedanța de intrare a etajului de ieșire, în timpul reglajului contrastului, are ca urmare variația semnalului la intrarea selectorului și prin aceasta se micșorează gama admisă de variație a semnalului pentru care se asigură sincronizarea normală. La această schemă, însă, reglajul de contrast influențează în mică măsură caracteristica de frecvență a AVF.

Etajul de ieșire al AVF este de fapt un amplificator în tensiune deoarece coeficientul de amplificare al repetorului catodic este subunitar. De asemenea, în acesta se formează caracteristica de amplitudine frecvență necesară. Semnalul video de la ieșirea AVF, avînd mărimea necesară, se aplică tubului cinescop, pe catod sau grila modulatoare. Eficacitatea de acționare a tensiunii modulatoare asupra spotului electronic este cu 25% mai bună în primul caz decît în al doilea, iar mărimea necesară a acestei tensiuni este cu 20% mai mică pentru unul și același spot. De aceea, aproape în toate microtelevizoarele tranzistorizate este utilizat primul mod de aplicare a tensiunii de modulație.

Pentru cinescoapele de gabarit mic, tensiunea maximă de modulație este în limitele 15—40 V. Din acest motiv, tensiunea de alimentare a etajului de ieșire trebuie să se afle în limitele 15—100 V. Tensiunea de alimentare a etajului final AVF este însă 12 V. Pentru a se obține tensiunea de alimentare necesară se folosesc impulsurile cursei inverse, de amplitudine convenabilă de la transformatorul de linii, care se redresează într-un redresor cu diode lucrînd în regim de detetor de vîrf. După filtrul de netezire tensiunea redresată se aplică etajului de ieșire AVF.

Folosirea unei tensiuni de alimentare destul de mare pentru etajul final a impus conceperea unor tranzistoare de înaltă tensiune cu tensiune admisă între colector și emitor în jur de 100 V și putere disipată admisă în jur de 200—1000 mW.

La elaborarea modelelor simple de televizoare portabile cu tranzistoare de tensiune relativ joasă în AVF se pot folosi două tranzistoare (fig. 3.3). Ele se conectează în serie cu circuitul de la sursa de alimentare și aceasta permite să se dividă tensiunea de alimentare în mod egal pe cele două tranzistoare sau chiar să se folosească tranzistoare mai ieftine la tensiuni admise relativ nu prea mari.

Pentru o mărime dată a tensiunii de alimentare și pentru un anume tip de tranzistor pentru etajul final, mărimea curentului de colector a acestuia este determinată de mărimea sarcinii. Mărimea sarcinii depinde de lățimea benzii de trecere a etajului, de amplitudinea semnalului video, de puterea disipată de tranzistor și de parametrii elementelor de corecție în frecvență. Pentru ca puterea disipată de tranzistor să nu depășească mărimea admisă, mărimea sarcinii trebuie să fie suficient de mică.

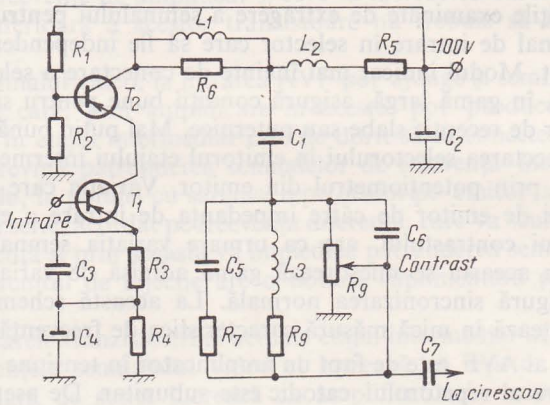


Fig. 3.3. Etajul de ieșire al AVF cu două tranzistoare.

În acest caz se micșorează însă banda de trecere a AVF. Aceasta are loc ca urmare a faptului că prin creșterea frecvenței se mărește acțiunea de șuntare a capacității de intrare a cinescopului, scade în valoare absolută rezistența de sarcină și amplificarea AVF scade mult. De aceea, dacă în etajul final nu se folosește corecția de frecvență, mărimea rezistenței de sarcină nu trebuie să depășească 5—6 kΩ, pentru a se putea asigura banda de trecere necesară. Tranzistoarele etajului final nu permit, atunci cînd au puterea disipată nu prea mare, să se folosească rezistențe de sarcină de asemenea valori. În acest caz se introduce o rezistență de valoare mare iar lățimea de bandă necesară se obține prin introducerea unei bobine de corecție în serie cu rezistența de sarcină. Schema de acest fel este denumită schema paralel de corecție în frecvență. Prin mărirea frecvenței se mărește rezistența echivalentă a sarcinii (ținînd seama de bobină) și amplificarea etajului crește. Alegerea mărimii inductanței bobinei de corecție se poate face tocmai pentru a se ridica caracteristica de frecvență în domeniul frecvențelor înalte.

În unele cazuri, pentru corectarea caracteristicii de frecvență a AVF în domeniul frecvențelor înalte, se poate folosi schema serie pentru corecție. La această schemă, bobina de corecție se introduce în serie cu circuitul de aplicare a semnalului video la cinescop. Prin aceasta, capacitatea de ieșire a ultimului tranzistor al AVF și capacitatea de intrare a cinescopului apar ca fiind divizate și aceasta are ca efect micșorarea influenței lor asupra caracteristicii de frecvență. Schema de corecție serie,

independentă, se foloseşte rar. Obişnuit, ea se foloseşte împreună cu schema de corecţie paralel (v. fig. 3.3). Cea mai mare răspîndire o au schemele cu corecţie complexă. În scopul micşorării aspectului de valoare critică a corecţiei în înaltă frecvenţă, la schimbarea tranzistoarelor, bobinele de corecţie se şuntează adesea cu rezistenţă.

În scopul simplificării schemelor şi al reglajului televizoarelor cu tranzistoare, între etaje se foloseşte cuplajul capacitiv; cuplajul galvanic se foloseşte rar. Impedanţa de intrare nu prea mare a etajului de ieşire, realizat după schema cu emitor comun, necesită condensatoare de separaţie de valoare mare. Aceasta însă nu convine televizorului portabil care trebuie realizat cu componente de gabarit mic. Dacă se folosesc condensatoare de mărime mai mică a capacităţii, trebuie aplicată corecţia în joasă frecvenţă, pentru a nu avea distorsiuni. Mărirea amplificării AVF la frecvenţe joase se realizează cu ajutorul filtrului RC, cu constantă de timp suficient de mare, introdus în circuitul de colector al etajului de ieşire. Mărimea capacităţii filtrului se alege astfel încît atunci cînd frecvenţa scade impedanţa sa creşte şi şuntează în mai mică măsură rezistenţa filtrului. Prin aceasta amplificarea etajului creşte. Pentru corectarea caracteristicii de frecvenţă în domeniul frecvenţelor medii, în emitorul etajului de ieşire, în afară de circuitul R_4C_4 cu constantă de timp mare, ce ridică stabilitatea etajului, se introduce un circuit cu o constantă de timp relativ mică, R_3C_3, care face să apară o reacţie negativă ce lucrează numai la frecvenţe joase. La frecvenţe medii, datorită acestui circuit, reacţia negativă scade şi amplificarea etajului creşte.

În scopul îmbunătăţirii calităţii sincronizării imaginii, se prevede reglajul contrastului în etajul final. În acest caz, tensiunea luată pentru selector din etajul intermediar, nu depinde de reglajul de contrast. La acest mod de lucru însă reglajul de contrast influenţează asupra caracteristicii de frecvenţă a AVF. În unele scheme, reglajul contrastului se face la ieşirea AVF, în circuitul de aplicare a semnalului VF la cinescop (v. fig. 3.3). La aceste scheme, semnalul video pentru cinescop se culege de pe un divizor dependent de frecvenţă, căruia i s-au prevăzut corecţii complexe. De la etajul de ieşire AVF se pot culege semnalele atît pentru selector cît şi pentru schema RAA. În acest caz, aşa cum s-a spus mai sus, trebuie îndeplinite condiţiile de adaptare ale acestor unităţi cu AVF şi influenţa reciprocă dintre ele să fie minimă. Întrucît semnalul pentru selector se culege de pe o rezistenţă de valoare nu prea mare, conectarea se face la o porţiune din sarcina etajului de ieşire.

3.1.7. **Cinescopul şi circuitele sale**

În prezent, industria sovietică produce cinescoape de gabarit mic de două tipuri: 25 LK 1B (25 ЛК 1Б) şi 23 LK 9B (23 ЛК 9Б). În ultimul timp s-au pus în fabricaţie microcinescoapele 16 LK 1B (15 ЛК 1Б), 11 LK 1B (11 ЛК 1Б), 6 KL 1B (6 ЛК 1Б), ale căror parametri sînt daţi în anexa 4. Cinescopul 25 LK 9B are indici de calitate şi economici mult scăzuţi faţă de tipul 23 LK 9B. Principalul neajuns al cinescopului 25 LK 9B constă în dimensiuni şi greutate mari (aproximativ 2 kg), ceea ce explică şi faptul că nu are un unghi de deviaţie prea mare (70°). Cinescopul 25 LK 9B

are strălucirea redusă (40 nit la un curent de 100 μA al spotului) deoarece luminoforul nu este aluminizat. Este prevăzut cu capcană ionică și din această cauză are o construcție complicată și imaginea nu este de calitate. Tensiunea de alimentare a filamentului este 6,3 V (la 0,6 A) și, deoarece tensiunea la baterie este 12 V, se ajunge la o schemă complicată de alimentare a televizorului. Cinescopul acesta are de asemenea economicitate scăzută din cauză că folosește un gît cu diametru destul de mare (30 mm).

Cinescopul 23 LK 9B este comparabil, din punct de vedere electric și constructiv, cu cele mai bune tuburi ce se folosesc astăzi. Are balon cu unghiul de deviație 90°, iar gîtul este scurt; lungimea totală a cinescopului este 185 mm. Economicitatea este îmbunătățită prin faptul că se folosește gît de 20 mm iar filamentul este încălzit la 12 V/65 mA. Este rezolvată deci alimentarea tubului direct de la bateria de acumulatoare.

Concordanța între unghiu și raza sferică mare permite folosirea ecranului pe întreaga sa suprafață, fără înrăutățirea calității imaginii. Ecranul este acoperit cu luminofor care produce lumină de culoare albă și este metalizat. Luminoforul este de calitate superioară, cu acoperirea metalică, și permite să se obțină o strălucire a sa de 150 nit la 65 μA curent de fascicul. Emisiunile de televiziune pot fi urmărite la lumina zilei datorită faptului că cinescopul are strălucire și contrast mare (se folosește, pentru ecran, sticlă de contrast cu coeficient de transmitere de 70%).

Tabelul 3.1

Caracteristicile tehnice ale cinescoapelor *25* LK1B și *23* LK *9*B

Denumirea parametrilor	Valorile parametrilor	
	25 LK 1B	23 LK 9B
Unghiul de deflexie	70°	90°
Diametrul gîtului	29,67 mm	20 mm
Lungimea maximă a cinescopului	296 mm	185 mm
Dimensiunile imaginii	210×155 mm	183×140 mm
Greutatea cinescopului	1,9 kg	1,0 kg
Rezoluția		
— în centru	500	600
— la margini	40	500
Tensiunea de filament, alternativă sau continuă	6,3 V	12 V
Curentul de filament	0,6±0,06 A	65 mA
Puterea de filament	3,8 W	0,78 W
Tensiunea anodului doi	8 kV	9 kV
Tensiunea electrodului de accelerare	300 V	300 V
Tensiunea de focalizare	−100···+425 V	0···250 V
Tensiunea de stingere, negativă a modulatorului	50±30 V	25±10 V
Tensiunea de modulație	25 V	15 V
Curentul spotului	100 μA	65 μA

Datorită pantei mari a caracteristicii de modulație, curentul electronic al fasciculului electronic atinge valoarea sa maximă la o valoare a tensiunii semnalului video

sub 15 V. Acest fapt constituie un motiv principal care să determine simplificarea amplificatorului video.

Partea conică a balonului cinescoapelor 23 LK 9B şi 25 LK 1B este acoperită cu un strat conductor, stabil, a cărui rezistenţă nu depăşeşte 600 Ω. Capacitatea dintre acest strat şi învelişul intern de metalizare (acvadag) este 200—400 pF. Ea poate fi folosită ca element de filtrare a tensiunii înalte. În timpul utilizării cinescoapelor se recomandă a se respecta regimul nominal de lucru, prin aceasta garantîndu-se menţinerea parametrilor săi de bază şi prelungirea duratei normate de ore de funcţionare. În tabelul 3.1 sînt daţi parametrii tehnici de bază ai cinescoapelor 25 LK 1B şi 23 LK 9B.

Regimul nominal de lucru al cinescopului, la televizorul tranzistorizat, este asigurat de oscilatorul de linii. Tensiunile de alimentare necesare la electrozii cinescopului se obţin prin redresarea impulsurilor de linii pe durata cursei inverse, care se regăsesc la înfăşurările cu destinaţie specială la transformatorul de linii. Tensiunea necesară pentru focalizare, de polaritate anumită, se asigură de o diodă şi se reglează prin potenţiometru. Tot de la acest redresor se alimentează electrodul de acceleraţie. Tensiunea înaltă este furnizată de redresorul de înaltă tensiune, constînd dintr-o diodă cu vid sau celulă redresoare cu seleniu.

Tensiunea de reglaj a strălucirii se culege de la un potenţiometru separat şi se aplică fie pe catod, fie pe electrodul de modulaţie, aceasta depinzînd de polaritatea de alimentare a etajului final al amplificatorului video. Dacă tensiunea este pozitivă, tensiunea de reglaj se aplică pe catodă, dacă această tensiune este negativă, tensiunea de reglare a strălucirii se aplică pe modulator. Pentru scurgerea sarcinilor, modulatorul se pune la masă, de obicei, printr-o rezistenţă de aprox. 1 MΩ. Pe electrodul de modulaţie se aplică de asemenea impulsurile de stingere a curselor inverse de linii şi cadre.

3.2. Scheme practice ale căii de amplificare a semnalelor de imagine

3.2.1. Schema elementară

În scopul uşurării analizei particularităţilor de schemă şi constructive ale etajelor de amplificare a semnalelor de imagine, se denumeşte arbitrar AFII—1 schema cea mai simplă de AFII (fig. 3.4). Această schemă permite un reglaj simplu şi execuţie rapidă, îndeplinind în acelaşi timp parametrii electrici necesari. Ea conţine circuitul de intrare, AFII constînd din trei etaje, detectorul video, AVF din două etaje, schema ce asigură regimul necesar cinescopului şi RAA cu un etaj [17].

Elementele de bază ale circuitului de intrare sînt două circuite rezonante, filtrul-dop $L_{17}C_{22}$, acordat pe frecvenţa de ex. 40 MHz, şi circuitul de rejecţie $L_{18}C_{21}$, acordat pe frecvenţa 31,5 MHz. Cuplajul dintre AFII şi BCC se face prin cablu şi, din această cauză, impedanţa de intrare a AFII trebuie să fie 75 Ω. Adaptarea dintre circuitul de intrare şi AFII se realizează prin divizorul capacitiv $C_{23}C_{24}$.

AFII este realizat cu trei tranzistoare de înaltă frecvență ($T_{4,5,6}$) tip P 417 (П 417), conectate după schema cu emitorul comun. Datorită circuitului de intrare, caracteristica de frecvență se formează cu ajutorul a două circuite singulare, conectate în circuitul de colector al tranzistoarelor primelor două etaje, și a unui filtru de bandă conectat în circuitul etajului final. Circuitele $L_{19}C_{29}$ și $L_{20}C_{34}$ au bandă destul de largă; ele se acordă pe frecvența medie a benzii de trecere a amplificatorului, adică pe aprox. 35 MHz. În filtrul de bandă al etajului final AFII se folosește cuplajul capacitiv între circuite, prin C_{38}. Primul circuit $L_{21}C_{39}$, se acordă pe frecvența 33 MHz, iar al doilea, $L_{22}C_{41}$, pe frecvența 37 MHz.

Regimul de lucru al fiecărui etaj se asigură după schema clasică (rezistențele R_{16}, R_{17}, R_{18}, pentru primul etaj). În circuitele de bază sînt prevăzute divizoare cu rezistențe. Termostabilizarea se asigură prin R_{18}, R_{25}, R_{29}, conectate în circuitele de emitor ale tranzistoarelor. Aceste rezistențe sînt șuntate de condensatoarele C_{27}, C_{32}, C_{37} care elimină apariția reacției negative la frecvențe înalte. Pentru valorile nominale ale rezistențelor indicate în schema din fig. 3.4, regimul primelor două etaje ale AFII va fi: $I_c = 3$ mA, $U_{ce} = 3$ V. Coeficientul de nestabilitate cu temperatura al primului etaj se determină cu relația:

$$S = 1 + \frac{R_{16}R_{17}}{R_{18}(R_{16} + R_{17})},$$

rezultînd $S = 3$. Această valoare a lui S permite să se lucreze la $+ 60°C$, ca temperatură a mediului exterior, fără să se înrăutățească caracteristicile etajului, comparativ cu funcționarea acestuia la $+ 20°C$. Faptul că în circuitul de emitor al tranzistorului se află o rezistență de 1 kΩ, permite să se folosească tranzistoare cu dispersie de la 25 la 250 a valorii coeficientului de amplificare, fără modificări ale regimului.

Primele două etaje AFII sînt cuprinse de acțiunea RAA. Tensiunea RAA se aplică în circuitul de bază al tranzistoarelor $T_{4,5}$ prin rezistențele R_{17} și R_{22} ale circuitului de polarizare. Sursa de tensiune pentru RAA este constituită de componenta continuă a semnalului video detectat. Schema RAA este realizată cu tranzistorul T_9 tip P 11 (П 11). Semnalul video se culege de la repetorul pe emitor al AVF și se aplică pe baza tranzistorului T_9 prin circuitul de integrare R_{36}, C_{46}, R_{37}. Simultan cu creșterea semnalului la ieșirea detectorului video crește și curentul de colector al tranzistorului T_7, deci și tensiunea pe emitorul lui. Aceasta determină creșterea tensiunii pozitive pe baza tranzistorului T_9, aparținînd amplificatorului de curent continuu al sistemului RAA, crește curentul de colector al acestui tranzistor și se micșorează căderea de tensiune pe rezistența R_{23}. Prin faptul că R_{23} este comună pentru divizoarele de tensiune din circuitele de bază ale tranzistoarelor T_4 și T_5, datorită creșterii tensiunii de polarizare a acestor tranzistoare, crește și curentul lor de colector, punctul lor de funcționare se mută în domeniul saturației și, final, scade amplificarea etajelor pe care le reglează. Schema examinată lucrează pe principiul RAA „direct".

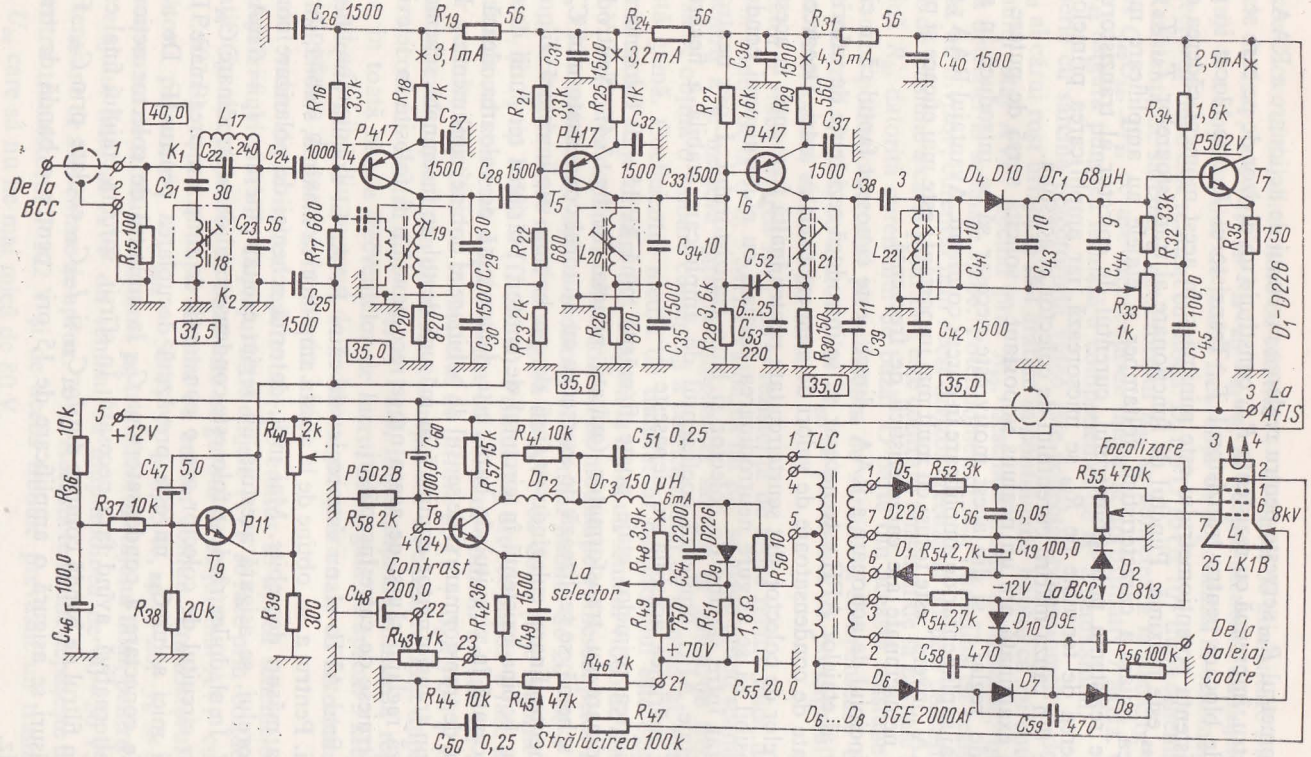


Fig. 3.4. Schema practică a lanțului de amplificare a semnalelor de imagine AF II—1.

Potențiometrul R_{40} servește pentru reglarea nivelului de acționare a RAA. Acest potențiometru, împreună cu rezistența R_{39}, constituie un divizor de pe care se culege tensiunea de blocare pentru tranzistorul T_9. Tranzistorul T_9 este blocat în poziția în care rezistența potențiometrului este minimă și în acest moment căderea de tensiune pe R_{23} este maximă. Punctul de funcționare al tranzistoarelor T_4, T_5 se află în porțiunea liniară a caracteristicii voltamper și etajele au amplificare maximă. Dacă crește rezistența potențiometrului, curentul de colector al tranzistorului T_9 crește, căderea de tensiune pe R_{23} se micșorează, iar amplificarea primelor etaje AFII scade din cauza măririi curentului de colector al acestuia.

Schema examinată are un neajuns important — solicită sursă de putere pentru tensiunea de reglaj — și din acest motiv este necesar să se introducă în schema RAA un etaj suplimentar de amplificare în curent continuu. Avantajul RAA „direct" față de RAA „invers" este totuși cu mult mai important: este mai eficace și produce distorsiuni neînsemnate ale caracteristicii de frecvență.

Din principiul de acționare a RAA „direct" este cunoscut faptul că în circuitul de colector al etajelor AFII este necesar să se introducă rezistențe de valori relativ mari, șuntate de condensatoare de valori de asemenea relativ mari. Deoarece rezistențele filtrelor de colector sînt scurtcircuitate pentru înaltă frecvență, la aceste etaje nu este posibil să se asigure neutrodinarea parțială cu ajutorul unui condensator mic conectat între sarcina de colector și baza tranzistorului. Lipsa neutrodinării primelor etaje AFII limitează coeficientul de amplificare stabilă a fiecărui etaj, astfel încît mărimea acestuia nu depășește 7—8.

Amplificarea primelor etaje poate fi mărită pînă la 15—20 folosind schema de neutrodinare cu transformator (arătată punctat în fig. 3.4). Neutrodinarea, în această schemă, se realizează de asemenea cu ajutorul condensatorului C_n, tensiunea de neutrodinare culegîndu-se însă de pe bobina suplimentară L_n, cuplată inductiv cu bobina existentă în circuitul de emitor. Mărimea tensiunii de neutrodinare, necesară în circuitul de bază, este determinată de valoarea aleasă pentru coeficientul de transformare și de sensul de bobinare al bobinei suplimentare. Neutrodinarea prin transformator complică în măsură destul de însemnată schema AFII, îngreunează reglajul său și de aceea nu se recomandă a fi folosită în televizoarele ce se construiesc de către începători.

Etajul final AFII—1 nu este reglat de către RAA. El asigură amplificarea de bază a căii. Pentru a se obține de la acesta amplificarea maximă, stabilă, sînt prevăzute cîteva măsuri deosebite. Mai întîi, datorită schemei de polarizare combinată a tranzistorului, se asigură acestuia un regim excitat puternic: $I_c = 6$ mA pentru $U_{ce} = 8$ V. În al doilea rînd, se folosește condensatorul de neutrodinare C_{52}. Filtrul $R_{30}C_{53}$ din circuitul de colector are o constantă de timp nu prea mare. Datorită capacității mici a lui C_{53} nu este prevăzută decuplarea pentru ÎF. De aceea, în punctul de conectare a condensatorului C_{52} la circuitul de colector acționează o tensiune alternativă, avînd faza necesară. În sfîrșit, sarcina etajului final este constituită din filtrul de bandă compus din $L_{21}C_{39}$ și $L_{22}C_{41}$ cuplate prin C_{38}. Folosind aceste măsuri se asigură o amplificare de 15 ori pentru o bandă de trecere de 7—8 MHz.

În conductorul de alimentare cu semnul + al sursei de alimentare s-au introdus circuitele de decuplare $R_{29}C_{26}$, $R_{24}C_{31}$, $R_{31}C_{36}$ în scopul atenuării cuplajelor parazite între etaje și a impulsurilor de înaltă frecvență ce acționează în schemă.

Detectorul video este realizat cu dioda D_4 tip D 10 (Д 10) după schema obișnuită serie. Rezistența de sarcină a detectorului R_{32} se conectează la detector prin filtrul trece-jos $C_{43}C_{44}$, Dr_1, ce are frecvența de tăiere la aproximativ 7 MHz. Condensatorul C_{42} asigură punerea la masă a componentei de ÎF a semnalului.

În serie cu sarcina detectorului video este conectat potențiometrul de compensare R_{33} al cărui rost urmează să-l arătăm în continuare. Faptul că curentul de bază al primului etaj AVF, trecînd prin R_{32}, deschide dioda de detecție, înrăutățește calitatea detecției la semnale slabe. Potențiometrul R_{33}, împreună cu rezistența R_{34}, formează un divizor; curentul prin acest divizor creează la bornele potențiometrului o cădere de tensiune a cărei polaritate este contrară tensiunii de la bornele rezistenței de sarcină R_{32} datorită curentului de bază. O parte din această tensiune se aplică prin cursorul potențiometrului pe rezistența de sarcină și compensează căderea de tensiune parazită. Astfel, cu ajutorul lui R_{33}, se poate face ca potențialul continuu la ieșirea detectorului video să fie zero.

Detectorul video încarcă AVF cu o rezistență de ieșire relativ mică de 15 pînă la 3 kΩ în banda de la o la 5 MHz. Valoarea lui R_{32} se alege ținînd seama de acest lucru, pentru a se micșora variația impedanței sarcinii în gama de frecvențe de lucru și să se obțină o valoare constantă a coeficientului de transfer al detectorului în această gamă. Coeficientul mediu de transfer al detectorului este egal cu 0,3.

Schema cu trei etaje din fig. 3.4. asigură la ieșire un semnal video de amplitudine aprox. 1 V. Folosirea deplină a caracteristicii de modulație a cinescoapelor 25 LK 1B și 23 LK 9B necesită a se aplica acestora un semnal maxim de 20—50 V amplitudine. Amplificarea la acest nivel se asigură de AVF cu două etaje realizat cu tranzistoarele T_7 și T_8 tip P 502 V (П 502 B). Primul etaj are scopul de a face adaptarea și are tranzistorul conectat după schema cu colector comun. Se știe că repetorul pe emitor permite amplificarea semnalului de intrare de $(1 + S_0R_e)$ ori și în aceeași măsură micșorează capacitatea de intrare, comparativ cu etajul realizat după schema cu emitorul comun. Pentru $R_e = R_{35} \approx 1$ kΩ, impedanța de intrare a repetorului pe emitor, în toată banda frecvențelor de lucru, este egală cu aprox. 3 kΩ, ceea ce este cu totul admisibil din punctul de vedere al adaptării sale cu detectorul video, care are impedanța de sarcină în jur de 3 kΩ.

Semnalul video de la ieșirea repetorului pe emitor se aplică schemelor RAA, AFIS și etajului final al AVF. Cuplajul între etajele AVF se face prin condensatorul de separație C_{60}. Amplificarea de bază este asigurată de etajul final AVF cu tranzistorul T_7 (P 502 B), conectat după schema cu emitor comun. Tranzistorul P 502 V are următorii parametri: $U_{ce\ max} = 50$ V, $P_c = 0{,}15$ W, $\beta \geqslant 20$, $f_\alpha \geqslant 30$ MHz. Dacă ținem seama de tensiunea minimă pe tranzistorul etajului final, pentru a obține la ieșirea etajului final al AVF un semnal cu amplitudinea de 40—50 V, trebuie folosită o tensiune de alimentare de aprox. 70 V. Această tensiune depășește tensiunea admisă pentru tranzistorul P 502 V și de aceea trebuie prevăzut un tranzistor cu tensiunea U_{ce} care să nu fie mai mică de 80 V.

Etajul final AVF are impedanță de intrare mică și capacitate de intrare mare. Din acest motiv, între acesta și detectorul video se introduce un etaj de adaptare.

Regimul tranzistorului etajului final AVF este dat de divizorul R_{57}, R_{58}. Valorile acestor rezistențe se aleg astfel ca curentul prin tranzistor să nu depășească 5 mA. În etajul final se folosește un circuit de corecție, introdus în circuitul de colector (D_{r2}, D_{r3}, R_{41}) și o reacție negativă dependentă de frecvență, în curent, formată din R_{42}, R_{49}. Contrastul imaginii se reglează prin potențiometrul R_{43}. Prin deplasarea cursorului în jos (pe schemă) crește reacția negativă și scade amplificarea etajului. Reglajul de contrast permite să se varieze amplitudinea semnalului de ieșire de 10 ori. De pe o rezistență de sarcină separată (R_{48}, R_{49}) se culege semnalul video care se aplică la selector. Prin condensatorul de separare C_{51} semnalul video se aplică la electrodul modulator al cinescopului. La acest electrod este conectată rezistența R_{56}, prin circuitul de stingere a cursei inverse de linii, care asigură scurgerea sarcinilor de la electrod la masă. Pe electrodul de modulație se aplică de asemenea impulsurile negative de stingere pentru cursa inversă de linii și semicadre.

Circuitul de stingere a cursei inverse de linii constă din înfășurarea *2—3* a transformatorului de linii *TL*, dioda limitatoare D_{10} și rezistența R_{54}. Impulsurile de stingere a cursei inverse de linii se regăsesc la capătul *3* al înfășurării, de polaritate negativă față de capătul *2* și au amplitudinea 60 V. Datorită faptului că transformatorul de linii este acordat pe armonica a III-a a frecvenței liniilor, în timpul pauzelor dintre impulsuri acționează oscilații ale armonicii a III-a. Dacă aceste impulsuri s-ar aplica la modulatorul cinescopului, din cauza modulării spotului cu aceste semnale ce au frecvența armonicei a III-a, ar apare pe ecran benzi verticale luminoase succedîndu-se benzi verticale întunecate. În scopul eliminării modulării în strălucire a spotului, partea pozitivă a impulsurilor, conținînd oscilații parazite, corespunzătoare cursei directe de explorare, se limitează cu dioda D_{10}. Rezistența R_{54} limitează curentul prin diodă. Impulsurile negative de semicadre, care se aplică pe modulatorul cinescopului prin condensatorul C_{57} parcurg înfășurarea *2—3* a transformatorului de linii.

Tensiunea de accelerare + 300 V pentru primul anod al cinescopului este asigurată de redresorul conținînd elementele D_5, R_{52}, C_{56} și care lucrează în regim de detecție, de vîrf a impulsurilor cursei inverse de linii culese de pe înfășurarea *1—7* a transformatorului de linii. Redresorul cu D_1 furnizează tensiune negativă pentru alimentarea blocului BCC—2 (v. fig. 2.10). Tensiunea înaltă 8 kV se constituie în redresorul de ÎT cu $D_{6,7,8}$ și se aplică celui de al doilea anod al cinescopului. $D_{6,7,8}$ sînt de tipul 5 GE 200 AF (5 ГЕ 200 АФ). Redresorul cu dioda D_9 asigură tensiunea + 70 V pentru alimentarea etajului final AVF și a circuitului de reglaj a strălucirii $R_{44,45,46,47}$, C_{50}.

Astfel, în cele de mai sus, a fost prezentată o schemă simplă a căii de amplificare a semnalelor de imagine. Ea are însă cîteva neajunsuri esențiale: AFII are amplificare insuficientă și din această cauză nu poate asigura o sensibilitate la intrare mai bună de 100 μV, indicii căii de amplificare ai AFII—1 nu satisfac pretențiile actuale privind selectivitatea, AFII nu asigură trecerea normală a spectrului semnalului de sunet din cauza selectivității insuficiente în domeniul frecvenței intermediare de

sunet. În concluzie, acest tip de AFII nu este recomandat a fi utilizat pentru a echipa televizoarele de automobil.

3.2.2. Schema principială a căii AFII—*2*

Schema căii de amplificare a semnalelor de imagine este redată în fig. 3.5 și este asemănătoare schemei AFII—1. AFII—2 poate lucra împreună cu blocul BCC—2 sau BCC—1. Pentru a se asigura o amplificare stabilă, etajele acestui amplificator, constituite cu tranzistoarele $T_{4,5,6}$ sînt prevăzute cu neutrodinare parțială, cu ajutorul condensatoarelor $C_{27,35,43}$. Tensiunea de neutrodinare, cu faza necesară, se obține prin cuplarea parțială a circuitelor la circuitul de colector al tranzistoarelor. În acest scop, filtrul din circuitul de colector se conectează la priza bobinei circuitului rezonant și astfel, pentru componenta ÎF, punctul median al bobinei apare ca fiind pus la masă. Tensiunile care apar la capetele bobinei circuitului rezonant sînt defazate una față de cealaltă cu 180° și aceasta reprezintă tocmai ceea ce era necesar pentru funcționarea circuitului de neutrodinare. Datorită faptului că toate trei etajele amplificatorului sînt neutrodinate este posibil să se mărească coeficientul de amplificare al AFII la mai mult de 1000 ori.

Circuitele singulare ale primelor două etaje sînt acordate la rezonanță pe frecvența medie de trecere a amplificatorului. Este rațional să analizăm dacă trebuie sau nu folosit amplificatorul acordat la rezonanță, deoarece, din practica proiectării AFII cu lămpi se cunoaște că amplificatorul cu perechi de circuite decalat acordate, are un cîștig de aprox. 2,5 ori mai mare decît al amplificatorului la rezonanță. Acest lucru în cazul folosirii tuburilor, deoarece, datorită impedanțelor de intrare și ieșire mari, este posibil să se obțină circuite acordate cu factor de calitate ridicat, chiar în cazul conectării totale a acestora.

Mai este și alt aspect. Este știut că în amplificatoarele de FI de bandă largă, pentru a se obține banda de trecere necesară, este nevoie de circuite acordate mult amortizate, a căror amortizare depășește amortizarea proprie a circuitelor. La schemele cu tuburi se obține mărirea amortizării prin șuntarea circuitelor acordate cu rezistențe active, a căror mărime este de obicei mai mică decît a rezistenței echivalente la rezonanță a circuitului. De aceea, la amplificatoarele de bandă largă cu tuburi, este asigurat întotdeauna un cîștig mai bun prin trecerea la circuite acordate decalat.

Datorită particularităților specifice ale tranzistoarelor de ÎF, ca impedanță de intrare mică ($R_i = 200—300\ \Omega$) și impedanță mică de ieșire ($R_{ieș} = 1{,}5—2\ k\Omega$), la amplificatoarele de bandă largă, cu tranzistoare, nu mai este necesar să se șunteze circuitele acordate cu rezistențe active. Și de fapt lucrurile sînt invers: la aceste amplificatoare nu se utilizează cuplarea totală a circuitelor rezonante (v. fig. 3.5) pentru a se mări astfel rezistența ce se introduce în circuit și deci cu atît mai mult să se îngusteze banda de trecere. Se poate arăta că, în cazul unui coeficient de cuplaj corect ales (și cînd nu mai este necesară șuntarea circuitului cu o rezistență suplimentară), amplificatorul cu circuite acordate la rezonanță are amplificare mai mare decît amplificatorul cu circuite decalat acordate. În concluzie, amplificarea stabilă

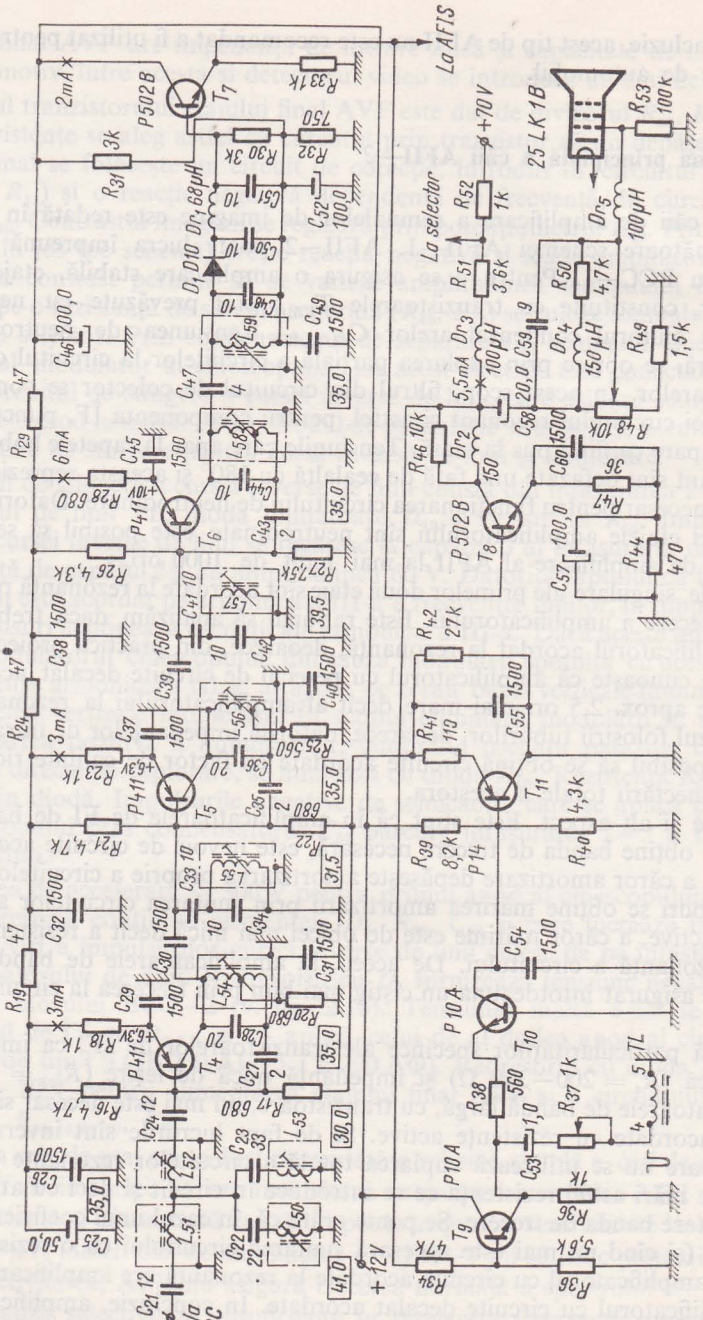


Fig. 3.5. Schema practică a lanțului AFII—2

a AFII al căii AFII—2 este mai mare nu numai din cauză că este neutrodinat dar şi datorită faptului că circuitele rezonante sînt cuplate parţial.

Circuitele singulare ale primelor etaje şi filtrul de bandă al etajului final ale AFII sînt acordate pe 35 MHz. Din cauza unei lărgimi relativ mari a benzii de trecere ele nu asigură selectivitatea necesară a căii. Selectivitatea necesară se obţine folosind un filtru cu selectivitate concentrată (FSC), introdus la intrarea AFII şi două circuite rejectoare montate în circuitele de bază ale etajului II şi etajului final.

FSC este conceput după schema simplificată din fig. 3.2, *b* şi conţine patru circuite rezonante serie. Circuitele $L_{51}C_{21}$ şi $L_{52}C_{24}$ se acordă pe frecvenţa 35 MHz. Circuitul $L_{53}C_{23}$ (30 MHz) împreună cu circuitul de rejecţie $L_{55}C_{33}C_{34}$ asigură selectivitatea în domeniul frecvenţei intermediare sunet. Circuitul $L_{50}C_{22}$ şi circuitul de rejecţie $L_{57}C_{41}C_{42}$ determină forma caracteristicii de frecvenţă în domeniul de frecvenţe ce se află deasupra FI-imagine. Selectivitatea căii AFII—2, datorită folosirii FSC, este cu mult mai bună decît selectivitatea căii AFII—1.

Ca şi în schema AFII—1, acţiunea RAA se face asupra primelor două etaje. Detectorul video nu are modificări esenţiale. AVF este realizat tot cu două tranzistoare: T_7 — repetor pe emitor şi T_8 — etaj final. În AVF au fost introduse următoarele modificări: între etaje se foloseşte cuplaj galvanic, cu transmiterea componentei continui; semnalul pentru RAA se culege din etajul final AVF. Un alt neajuns al schemei AFII—1, reglarea contrastului prin potenţiometrul din emitor produce variaţia semnalului la intrarea selectorului, ceea ce pentru semnale slabe conduce la compromiterea sincronizării oscilatorului de baleiaj, în schema AFII—2 este eliminat. Reglajul de contrast la AFII—2 se face cu ajutorul unui divizor dependent de frecvenţă (circuitul $C_{58}C_{59}$, Dr_4, Dr_5, R_{48}, R_{49}, R_{50}) conectat în circuitul care duce semnalul video de la etajul final AVF la modulatorul cinescopului.

În schema AFII—2 este prevăzut RAA tip poartă, cu trei tranzistoare ($T_{9,10,11}$), prin care se obţine stabilitate şi efectivitate mai bună decît în cazul cînd se foloseşte schema RAA cu acţiune neîntreruptă (folosită la AFII—1). Ea asigură reglajul amplificării cu mai mult de 25 dB.

Principiul de funcţionare a schemei RAA poartă constă în faptul că ea intră în acţiune numai în momentul în care impulsurile de sincronizare ale semnalului complex video coincid cu impulsurile cursei inverse a explorării de linii. În acest caz, amplitudinea tensiunii ce se culege de la RAA este proporţională cu nivelul semnalului video. Semnalul video de la ieşirea AVF este adus la etajul de adaptare, realizat după schema repetorului pe emitor cu tranzistorul T_9 tip P 10 A (П 10А). În continuare, semnalul este cules de pe sarcina emitorului, R_{36}, şi este adus la intrarea etajului de coincidenţă, realizat după schema cu baza comună, cu tranzistorul T_{10} tip P 10A. Impulsurile cu polaritate negativă ale cursei inverse de linii se aplică de asemenea la intrarea etajului de coincidenţă prin circuitul C_{53}, R_{37}, aduse de la înfăşurarea separată a transformatorului de linii.

Tranzistorul etajului de coincidenţă este blocat pînă în momentul sosirii impulsurilor de cursă inversă de linii de către tensiunea de polarizare de pe sarcina repetorului pe emitor R_{36}. Tranzistorul T_{10} se deschide în momentul coincidenţei impulsurilor de sincronizare ale semnalului video complex cu impulsurile cursei inverse de linii şi impulsul de curent ce apare parcurge circuitul R_{40}, C_{54}, ce constituie rezis-

tența de sarcină a etajului de coincidență. Constanta de timp a acestui circuit trebuie să fie suficient de mare. Căderea de tensiune continuă pe sarcina etajului de coincidență se transmite pe rezistența comună R_{42} a divizorilor din bază ai etajelor reglate AFII prin etajul de adaptare cu T_{11} tip P 14 (П 14), realizat după schema repetorului pe emitor.

Dacă se mărește amplitudinea semnalului video la intrarea schemei RAA, se mărește curentul prin tranzistorul etajului de coincidență și prin urmare crește căderea de tensiune pe sarcina sa. Acest lucru determină mărirea curentului prin tranzistorul T_{11} și scăderea tensiunii pe R_{42}. Datorită acestui lucru cresc tensiunile de blocare pe bazele tranzistoarelor T_4 și T_5, curentul prin acestea crește și, din această cauză, panta lor scade și de asemenea scade amplificarea acestor etaje. Schema examinată de RAA asigură un nivel dat pentru tensiunea de ieșire cu toleranță 3 dB la variații ale tensiunii semnalului la intrarea AFII—2 de la 0,5 mV la 25 mV, adică de 100 ori.

3.2.3. **Amplificatorul de calitate superioară AFII—*3***

În fig. 3.6 este redată schema căii de amplificare a semnalelor de frecvență intermediară video-sunet care asigură indici de calitate superiori unui televizor tranzistorizat (o schemă asemănătoare este folosită în televizorul „ЮНОСТЬ—2"). Acest amplificator conține FSC, AFII cu două etaje, detectorul video, AVF cu două etaje și schema RAA poartă cu două tranzistoare. Această schemă este prevăzut a fi folosită împreună cu blocul BCC—3.

În schema AFII—3 sînt separate în întregime funcțiile de formare a caracteristicii de amplitudine frecvență de partea de amplificare și selectivitate. Selectivitatea lanțului de amplificare, în toate porțiunile benzii de trecere, se asigură în întregime de către FSC conectat la intrarea AFII. FSC conține șapte circuite în serie al căror acord se face în corespondență cu fig. 3.2, *a*.

Amplificarea semnalelor de frecvență intermediară se realizează într-un amplificator cu două etaje, cuprinzînd patru tranzistoare de ÎF, T_4—T_7, tip GT 313A (ГТ 313А), cu germaniu și KT 315A, cu siliciu. Fiecare etaj al AFII este realizat după schema cascod. De exemplu, în primul etaj, tranzistorul T_4 este conectat după schema cu emitor comun; regimul său este dat de rezistențele $R_{16,17,18}$. În circuitul de colector al acestui tranzistor este conectat tranzistorul T_5 după schema cu bază comună; regimul său este determinat de rezistențele $R_{19,20,24}$. Cuplajul între tranzistoare, în primul etaj, se face prin dioda D_2, care împiedică pătrunderea tensiunii RAA la tranzistorul T_5. În circuitul de colector al tranzistorului T_5 este conectat circuitul de sarcină constînd din bobina L_{62} și capacitatea de ieșire a etajului. Obținerea benzii de trecere necesare se realizează prin șuntarea acestui circuit cu R_{23}.

Folosirea schemei cascod permite să fie obținut un cîștig stabil mare, fără să se introducă neutrodinarea. Stabilitatea etajelor crește de asemenea în mare măsură.

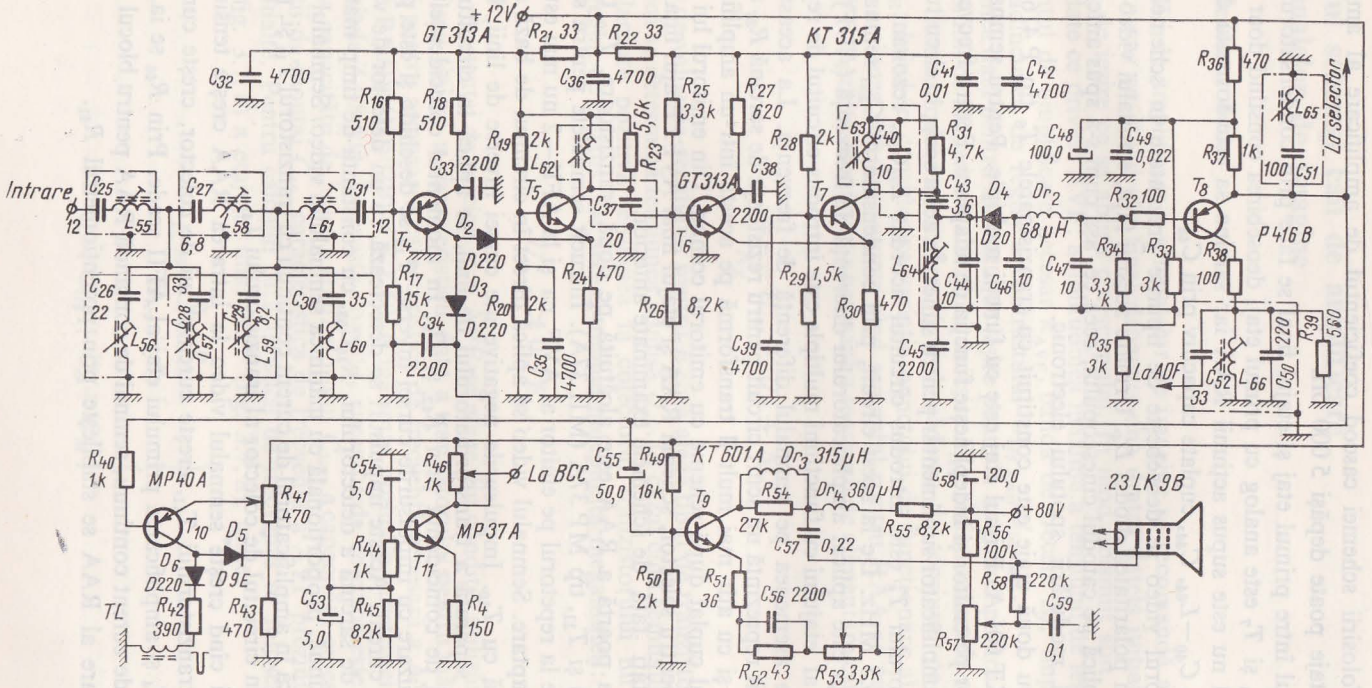


Fig. 3.6. Schema practică a lanţului AFII—3 de calitate superioară.

Datorită folosirii schemei cascod coeficientul de amplificare al amplificatorului cu două etaje poate depăşi 5 000 ori.

Cuplajul între primul etaj şi etajul final se face prin condensatorul C_{37}. Etajul final cu T_6 şi T_7 este analog cu primul etaj, deosebirea constînd doar în faptul că etajul final nu este supus acţiunii RAA iar sarcina sa este formată din filtrul de bandă L_{63}, C_{40}—L_{64}, C_{44}, cuplate capacitiv prin C_{43}.

Detectorul video se deosebeşte de tipurile prezentate în schemele anterioare numai prin polaritatea diodei D_4. Urmare acestui fapt, semnalul video de la ieşirea AVF se aplică pe catodul cinescopului, ceea ce, aşa cum s-a spus anterior, măreşte eficacitatea modulării spotului electronic.

AVF cu două etaje este constituit cu tranzistoarele T_8 tip P 416 B (П 416 Б) şi T_9 tip KT 601 A. Primul etaj este cu funcţii multiple. Pentru semnalele video el este repetor pe emitor şi îndeplineşte funcţia de adaptare. Pentru frecvenţa diferenţă el este un amplificator suplimentar pentru sunet. În acest scop, în circuitul de colector al tranzistorului T_8 este introdus circuitul acordat $L_{66}C_{50}$, rezonant pe frecvenţa diferenţă 6,5 MHz. De la acest circuit, prin condensatorul C_{52}, semnalul diferenţă de frecvenţă este aplicat amplificatorului diferenţă de frecvenţă (ADF). În circuitul de emitor al etajului cu funcţiuni multiple este introdus circuitul de rejecţie $L_{65}C_{51}$, acordat de asemenea pe semnalul diferenţă de frecvenţă. La această frecvenţă, acest circuit reprezintă un scurt circuit pentru rezistenţa de sarcină R_{37} a repetorului pe emitor şi cu atît mai mult îl transformă pe acesta într-un amplificator ce are tranzistorul cuplat după schema cu emitorul comun. Din emitorul lui T_8 se culege semnalul pentru selector, schema RAA şi etajul final AVF. Etajul final nu prezintă particularităţi faţă de schemele examinate anterior.

Schema poartă a RAA este alcătuită pe două tranzistoare, T_{10} tip MP 40A (МП 40A) şi T_{11}, tip MP 37A (МП 37A). Întrucît semnalele pentru schema RAA se culeg de la repetorul pe emitor al AVF, ca şi la AFII—2 nu mai este necesar un etaj de adaptare. Semnalul video se aplică direct în circuitul de bază al etajului de coincidenţă cu T_{10}. Impulsurile negative ale cursei inverse de linii, luate de la o înfăşurare separată a transformatorului de linii, se aplică în circuitul de colector al etajului de coincidenţă prin R_{42} şi D_6. În momentul coincidenţei impulsurilor de sincronizare cu impulsurile cursei inverse, T_{10} se deschide şi este parcurs de un impuls de curent. Aceste impulsuri se detectează cu un detector de vîrf cu D_5. Pe rezistenţa de sarcină a detectorului, $R_{45}C_{53}$, cu constantă de timp mare, apare tensiune continuă, proporţională cu mărimea semnalului video. Semnalul de la detector se amplifică în amplificatorul de curent continuu cu tranzistorul T_{11} şi, prin dioda D_3, se aplică în circuitul de colector al tranzistorului T_4.

Atunci cînd creşte semnalul video la intrarea RAA creşte tensiunea pozitivă în baza tranzistorului T_{11}, creşte curentul lui de colector, creşte curentul tranzistorului T_4 şi amplificarea primului etaj al AFII scade. Prin R_{46} se ia, de la amplificatorul de curent continuu, semnal de comandă RAA pentru blocul BCC. Nivelul de acţionare al RAA se stabileşte prin potenţiometrul R_{41}.

3.3. Calculul schemei căii de amplificare a semnalelor de imagine

3.3.1. Amplificatorul video

Calculul căii de amplificare a semnalelor de imagine se recomandă a se începe cu AVF, şi anume cu etajul său final deoarece una dintre datele iniţiale de bază este semnalul de ieşire ce se aplică cinescopului. În mod obişnuit sînt cunoscute următoarele date ce privesc AVF: amplitudinea maximă a tensiunii de ieşire, video, $U_{ieş}$, coeficientul de amplificare necesar k_{AVF}, banda de trecere Δf, impedanţa de intrare R_{in}, adîncimea de reglaj a contrastului $U_{ieş\ max}/U_{ieş\ min}$.

Amplitudinea dată pentru semnalul de ieşire poate fi asigurată pentru o anumită mărime a tensiunii de alimentare a etajului de ieşire $E_{ieş}$, ţinînd seama de coeficientul de utilizare a tranzistorului în tensiune K_E şi de căderea de tensiune pe rezistenţa de sarcină U_R, luînd în considerare variaţia punctului de funcţionare al tranzistorului ΔU sub acţiunea RAA, — atunci cînd semnalul pentru RAA se culege de la etajul final AVF. Rezultă că mărimea necesară a tensiunii de alimentare este:

$$E_{ieş} = \frac{1}{K_E} U_{ieş} + U_R + \Delta U. \tag{3.1}$$

În funcţie de valoarea rezultată, pentru $E_{ieş}$ se alege tipul de tranzistor de înaltă frecvenţă, adică se determină tensiunea admisă U_{ce}. În cazul cînd semnalul la ieşirea AVF are polaritate pozitivă tensiunea la colectorul tranzistorului nu depăşeşte tensiunea în regim de repaus. De aceea, trebuie îndeplinită inegalitatea:

$$U_{ce\ ad} \geqslant 0{,}5\, E_{ieş}. \tag{3.2}$$

Mărimea rezistenţei de sarcină R_s a AVF se alege din condiţia utilizării la maximum a porţiunii liniare a caracteristicii date a tranzistorului pentru mărimea dată pentru $E_{ieş}$ şi pentru asigurarea caracteristicii de frecvenţă necesară a AVF. Pentru tranzistoarele P 502V (П 502B) şi KT 601A mărimea optimă a rezistenţei de sarcină se află în limitele 4—8 kΩ. În aceste condiţii, curentul de colector este 5—7 mA.

Din cauza capacităţii de ieşire a tranzistorului $C_{ieş}$, a capacităţii cinescopului C_c şi a capacităţii de montaj C_M, caracteristica de frecvenţă a AVF prezintă o cădere la frecvenţe înalte. Pentru calculul caracteristicii de frecvenţă se foloseşte schema echivalentă (fig. 3.7, *b*) a etajului final AVF (fig. 3.7, *a*), unde:

$$\left.\begin{aligned} R &= \frac{R_{ieş} R_s}{R_{ieş} + R_s} \\ C &= C_{ieş} + C_c + C_M \end{aligned}\right\} \tag{3.3}$$

În schema echivalentă nu se ia în considerare reacția internă deoarece intrarea etajului final este șuntată de rezistența de ieșire a repetorului pe emitor, de valoare mică.

Modul de comportare cu frecvența a etajului final AVF este determinat de

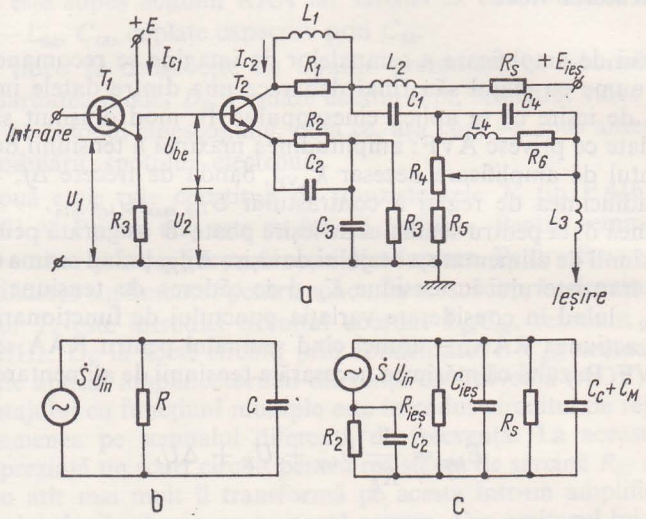


Fig. 3.7. Amplificator video cu două etaje:
a — schema de principiu; *b*, *c* — scheme echivalente.

dependența coeficientului de amplificare în tensiune de frecvență. Pentru amplificatorul necorectat este valabilă relația:

$$|\dot{K}| = \frac{|\dot{S}|\,R}{\sqrt{1+(\omega\,R\,C)^2}},$$

unde $|\dot{S}|$ este modulul pantei caracteristicei voltamper a tranzistorului. Conform acestei expresii, amplificarea maximă se poate determina, în banda de trecere, cu formula:

$$k_{max} = |\dot{S}|\,\frac{R_{ieș}R_s}{R_{ieș}+R_s}. \qquad (3.4)$$

Mărind frecvența, de exemplu pînă la 2 MHz, amplificarea etajului necorectat scade mai mult de 2 ori. Căderea atît de bruscă a caracteristicii de frecvență se poate corecta folosind pe lîngă corecția din circuitul de colector o reacție negativă în curent, care să lucreze numai la frecvențe joase și medii. Parametrii circuitului de reacție

negativă trebuie să asigure coeficientul dat de amplificare K_{AVF}. Din această condiție rezultă mărimea resistenței circuitului,

$$R_2 = \beta_0 R_s = \frac{R_s}{K_{max}} \left(\frac{K_{max}}{K_{AVF}} - 1 \right) \tag{3.5}$$

unde β_0 este coeficientul de reacție negativă, iar K_{max} se determină din relația (3.4).

Mărimea capacității condensatorului se determină cu formula

$$C_2 = \frac{\tau_2}{R_2}, \tag{3.6}$$

unde τ_2 este constanta de timp a circuitului de reacție negativă; mărimea sa se află între limitele 0,03—0,1 μs.

Circuitul de reacție negativă cu o constantă de timp cuprinsă în limitele de mai sus permite să se extindă banda etajului necorectat de aprox. 2 ori. Pentru a se asigura însă banda de trecere necesară a AVF, de 5—6 MHz, se folosește suplimentar corecția complexă în circuitul de colector. Parametrii acesteia se determină cu relațiile următoare:

$$L_1 = aR_s^2 C_{echiv}, \quad L_2 = a_1 R_s^2 C_{echiv}, \quad R_1 = \frac{L_2}{a_2 R_s C_{echiv}} \tag{3.7}$$

unde $C_{echiv} = \dfrac{K_{max}}{K_{AVF}\, 2\pi \Delta f_j R_s}$ este capacitatea echivalentă a circuitului de colector;

a, a_1, a_2 sînt coeficienți de corecție depinzînd de

$$b = 1 - \frac{C_0 + C_M}{C_{echiv}}.$$

Mărimea parametrilor calculați cu relația (3.7), în schema reală pot diferi întrucîtva din cauza dispersiei parametrilor tranzistoarelor. În scopul obținerii unei liniarități și mai mari a caracteristicii de frecvență, schema de corecție devine mai complexă, prin introducerea unei inductanțe L_3 în circuitul de aplicare a semnalului la cinescop (v. fig. 3.7, *a*). Mărimea inductanței se determină cu relația:

$$L_3 = (1{,}2-1{,}6)L_2. \tag{3.8}$$

La acele scheme, la care semnalul pentru selector se culege de la ieșirea AVF, se recomandă a se folosi reglajul potențiometric al contrastului (v. fig. 3.7, *a*). Raportul dintre R_4 și R_5 ale circuitului de reglaj al contrastului determină adîn-

cimea reglajului $U_{ieș\ max}/U_{ieș\ min}$. Valoarea lui R_4 se alege egală cu 10—15 kΩ. Cunoscînd valoarea lui R_4, se determină valoarea lui R_5 din relația:

$$R_5 = \frac{R_4}{(U_{ieș\ max}/U_{ieș\ min}) - 1}. \tag{3.9}$$

Această expresie este adevărată la frecvențele medii și joase ale benzii de trecere, domeniu în care se poate neglija acțiunea capacității de intrare a cinescopului. Această schemă de reglaj a contrastului produce o cădere la frecvențe înalte cu atît mai mare cu cît contrastul are valoarea mai mică.

De aceea, pentru a evita căderea, între capătul superior al lui R_4 și cursorul său se introduce condensatorul C_4, ceea ce face să crească coeficientul de transfer la frecvențe înalte. Totuși, din cauza acestui condensator, se micșorează nivelul relativ la frecvențe joase la poziția de minim a contrastului. Pentru compensarea acestui efect s-a introdus circuitul R_6L_4 ai cărui parametri trebuie astfel aleși încît frecvența de rezonanță a circuitului $L_4C_4R_6$ să se afle la mijlocul benzii de trecere, iar coeficientul său de calitate să nu fie mai mare de 2. Relațiile de calcul ce rezultă respectînd aceste condiții sînt:

$$C_4 = 10 - 15\ \text{pF},\ L_4 = \frac{1}{C_4(\pi\Delta f_t)^2},\ R_6 = Q\sqrt{\frac{L_4}{C_4}}. \tag{3.10}$$

Potențiometrul de reglaj al contrastului, R_4, se conectează la rezistența de sarcină prin condensatorul de cuplaj C_1 a cărui capacitate se alege mai mare de 5 μF.

Pentru a nu se șunta rezistența de sarcină a detectorului, impedanța de intrare a AVF trebuie a se lua în jur de 5 kΩ. Este cunoscut faptul că repetorul pe emitor prezintă o impedanță de intrare de $(1 + S_0R_{echiv})$ mai mare decît etajul cu emitor comun și de aceea,

$$R_{in\ re} = R_{in\ ec}(1 + S_0R_{echiv}),$$

unde

$$R_{echiv} = \frac{R_{in\ ef}R_e}{R_{in\ ef} + R_e}\ (R_{in\ ef} - \text{rezistența de intrare a etajului final}).$$

Din aceste relații se deduce expresia pentru R_e, pentru cazul cînd $R_{in\ re} \gg R_{ec}$ și $R_{in\ ef} \approx R_{in\ ec}$:

$$R_e = \frac{R_{in\ re}}{S_0R_{in\ ec}\left(1 + \dfrac{R_{in\ re}}{S_0R^2_{in\ ef}}\right)}. \tag{3.11}$$

În schemele practice examinate, curentul de emitor al repetorului pe emitor este aproximativ egal cu curentul de colector al etajului final, adică $I_{c_1} = I_{c_2} = 5-7$ mA. Dacă se cunoaşte I_{c_1}, rezultă,

$$U_1 = I_{c_1} \cdot R_e.$$

Ţinînd seama de schema din fig. 3.7, *a*:

$$U_2 = U_1 - U_{be} = I_{c_2} (R_2 + R_3).$$

Se determină U_{be} din caracteristicile statice ale tranzistorului etajului final, fiind cunoscute I_{c_2} şi U_{ce}. După aceasta rezultă:

$$R_3 = \frac{1}{I_c} (I_{c_1} R_e - I_{c_2} R_2 - U_{be}). \tag{3.12}$$

Pentru a se asigura o bună termostabilizare a etajului final, valoarea rezistenţei R trebuie să fie aproximativ de 2 ori mai mare decît rezistenţa R_e.

Exemplul 3.1. Să se calculeze AVF din fig. 3.7, *a*, pentru următoarele date iniţiale: $K_{AVF} = 80$, $\Delta f_i = 5$ MHz, $U_{ieş} = 50$ V, $R_{in} \geqslant 3$ kΩ, adîncimea de reglaj a contrastului 10 dB.

Întrucît în mod practic $U_R = 20-30$ V, $K_E = 0{,}8$ şi $\Delta U \approx 5$ V, din relaţia (3.1) se obţine:

$$E_{ieş} = \frac{50}{0{,}8} + 25 + 5 = 93 \text{ V}.$$

Avînd cunoscută mărimea tensiunii de alimentare, din (3.2) se determină tensiunea minimă admisă $U_{ce\,ad}$ pentru tranzistorul etajului final:

$$U_{ce\,ad} \geqslant 0{,}5 \cdot 93 \approx 50 \text{ V}.$$

Această condiţie este îndeplinită de tranzistoarele tip P 502 V (II 502 B) şi KT 601 A. Pentru aceste tranzistoare se ia $R_s = 4{,}7$ kΩ. Din măsurările efectuate asupra tranzistoarelor KT 601 A, la frecvenţe joase, au rezultat următoarele date:

$$R_{ieş} = 40 \text{ kΩ}, \quad C_{ieş} = 30 \text{ pF}, \quad |\dot{S}| = 60 \text{ mA/V}.$$

Determinăm valoarea coeficientului maxim de amplificare a etajului necorectat cu ajutorul relaţiei (3.4):

$$K_{max} = \frac{60 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 4{,}7 \cdot 10^3}{(40 + 4{,}7) \cdot 10^3} = 250.$$

Rezistența și capacitatea circuitului de corecție în joasă frecvență se determină cu relațiile (3.5) și (3.6):

$$R_2 = \frac{4{,}7 \cdot 10^3}{250}\left(\frac{250}{80} - 1\right) = 56\,\Omega,$$

$$C_2 = \frac{0{,}05 \cdot 10^{-6}}{56} = 900\ \text{pF}.$$

Alegem $R_2 = 47\,\Omega$, $C_2 = 1000$ pF

Parametrii circuitului de corecție la frecvențe înalte se determină cu relațiile (3.7) și (3.8). Presupunem $C_c = 6$ pF și $C_M = 2$ pF și calculăm mărimile auxiliare:

$$C_{echiv} = \frac{250}{80 \cdot 2 \cdot 3{,}14 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 4{,}7 \cdot 10^3} = 20\ \text{pF}$$

$$b = 1 - \frac{6+2}{20} = 0{,}6\ .$$

Pentru $b = 0{,}6$, valoarea coeficienților de corecție este: $a = 0{,}154$, $a_1 = 0{,}606$, $a_2 = 0{,}04$, și deci,

$$L_1 = 0{,}154 \cdot (4{,}7 \cdot 10^3)^2 20 \cdot 10^{-12} = 68\,\mu\text{H}$$

$$L_2 = 0{,}606 \cdot (4{,}7 \cdot 10^3)^2 \cdot 20 \cdot 10^{-12} = 290\,\mu\text{H}$$

$$R_1 = \frac{290 \cdot 10^{-6}}{0{,}04 \cdot 4{,}7 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 77\,\text{k}\Omega$$

$$L_3 = 1{,}3 \cdot 290 = 380\,\mu\text{H}.$$

Valoarea definitivă a elementelor de corecție se stabilește atunci cînd se face reglajul schemei. Alegem $R_4 = 10\,\text{k}\Omega$ și cu (3.9) determinăm,

$$R_5 = \frac{10}{3{,}2 - 1} = 4{,}5\,\text{k}\Omega.$$

Din cauza dependenței în frecvență a divizorului, pentru reglajul contrastului valoarea lui R_5 se recomandă a se alege de 1,5—2 ori mai mică față de valoarea rezultată din calcul.

Admitem $C_4 = 12$ pF, $Q = 2$ și din (3.10) rezultă:

$$L_4 = \frac{1}{12 \cdot 10^{-12} \cdot (3{,}14 \cdot 5 \cdot 10^6)^2} = 330\ \mu\text{H}$$

$$R_6 = 2 \cdot \sqrt{\frac{330 \cdot 10^{-6}}{12 \cdot 10^{-12}}} = 10\,\text{k}\Omega.$$

Presupunem $R_{in\ re} = 3\ k\Omega$, $R_{in\ ec} = 200\ \Omega$ şi $S_0 = 100\ mA/V$ şi din (3.11) deducem,

$$R_e = \frac{3 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 - \frac{3 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^{-3} \cdot 200 \cdot 200}\right)} = 1\ k\Omega.$$

3.3.2. Detectorul video

Calculul se efectuează pentru schema simplificată din fig. 3.8, *a*. Din condiţia adaptării optime a detectorului video cu repetorul pe emitor al AVF, în toată banda de frecvenţe, rezultă valoarea rezistenţei de sarcină R_3 care trebuie să fie aproximativ egală cu mărimea minimă a impedanţei de intrare a AVF, adică:

$$R_3 \approx R_{in\ re\ min}. \tag{3.13}$$

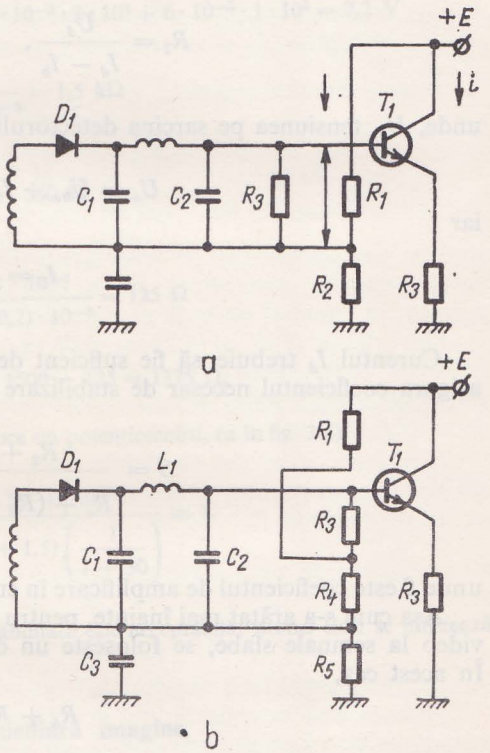


Fig. 3.8. Schema de conectare a detectorului video la AVF.

Dacă repetorul pe emitor este realizat cu P 502 V, pentru $I_{c_1} = I_{c_2} = 6\ mA$ şi $R_e = 1\ k\Omega$, din caracteristicile statice rezultă $U_{be} = 0{,}6\ V$. În acest caz, după relaţia (3.12) rezultă:

$$R_3 = \frac{1}{6 \cdot 10^{-3}} (6 \cdot 10^{-3}\, 1 \cdot 10^3 - 6 \cdot 10^{-3} \cdot 56 - 0{,}6) = 830\ \Omega.$$

În acest caz, coeficientul de transfer al detectorului video este $K_d = 0{,}3-0{,}4$. Cu precizie suficientă pentru calculele inginerești, mărimea parametrilor filtrului pentru frecvențe joase L_1, C_1, C_2 se pot determina punînd condiția de a se asigura frecvența de tăiere necesară f_t, a cărei mărime se află, în mod obișnuit, deasupra limitei superioare a benzii de trecere a AVF, ceea ce de fapt înseamnă:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \approx \frac{1}{L_1(2\pi f_t)^2}. \tag{3.14}$$

Admitem $C_1 \approx C_2$ și $L_1 \approx 50-100$ μH și din relația (3.14) se calculează parametrii necesari ai detectorului video.

Valorile rezistențelor din circuitul de bază al repetorului AVF se determină din expresiile:

$$R_2 = \frac{U_d}{I_d - I_b}, \quad R_1 = \frac{E - U_d}{I_d}, \tag{3.15}$$

unde, U_d, tensiunea pe sarcina detectorului, se determină cu relația:

$$U_d = U_{be} + I_b R_3 + I_{c1} R_e, \tag{3.16}$$

iar

$$I_b = \frac{I_{c_1}}{\beta}.$$

Curentul I_d trebuie să fie suficient de mare (4—6 mA) pentru ca să se poată asigura coeficientul necesar de stabilizare cu temperatura

$$S = \frac{R_2 + R_3 + R_e}{R_e + (R_2 + R_3)\dfrac{1}{1+\beta}}, \tag{3.17}$$

unde β este coeficientul de amplificare în curent a tranzistorului.

Așa cum s-a arătat mai înainte, pentru a se îmbunătăți funcționarea detectorului video la semnale slabe, se folosește un divizor complex de tensiune (fig. 3.8, *b*). În acest caz,

$$R_4 + R_5 = R_2 \tag{3.18}$$

unde R_2 corespunde valorii calculate cu (3.15), iar R_5 se calculează cu relația:

$$R_5 = R_3 \frac{I_b}{I_d - I_b}. \tag{3.19}$$

Exemplul 3.2. Se cunosc următoarele mărimi din exemplul precedent: $I_{c_1} = 6$ mA, $U_{be} = 0{,}6$ V, $R_{in\ re\ min} \approx 3$ kΩ. Admiţînd $f_t = 7$ MHz şi $L_1 = 68\ \mu$H, din (3.14) rezultă :

$$C \approx \frac{1}{68 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot 3{,}14 \cdot 7 \cdot 10^6)^2} = 5 \text{ pF}$$

şi

$$C_1 \approx C_2 = 10 \text{ pF}.$$

β pentru tranzistorul P 502 V este aproximativ 30. Considerînd $I_d = 5$ mA, din relaţiile (3.15—3.19) rezultă următoarele mărimi:

$$I_b = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{30} = 0{,}2 \text{ mA}$$

$$U_d = U_{be} + I_b R_3 + I_{c_1} R_e = 0{,}6 + 0{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 + 6 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^3 = 7{,}2 \text{ V}$$

$$R_2 = \frac{7{,}2}{(5-0{,}2) \cdot 10^{-3}} = 1{,}5 \text{ kΩ}$$

$$R_1 = \frac{12 - 7{,}2}{5 \cdot 10^{-3}} = 560 \text{ Ω}$$

$$R_5 = 3 \cdot 10^3 \frac{0{,}2 \cdot 10^{-3}}{(5-0{,}2) \cdot 10^{-3}} = 125 \text{ Ω}$$

$$R_4 = R_2 - R_5 = 1500 - 125 = 1375 \text{ Ω}.$$

(De fapt, în locul rezistenţelor R_4 , R_5 se introduce un potenţiometru, ca în fig. 3.4)

$$S = \frac{3{,}0 + 1{,}5 + 1{,}0}{1{,}0 + (3.0 + 1{,}5)\left(\frac{1}{1 + 30}\right)} \approx 4.$$

Valoarea obţinută pentru coeficientul de stabilitate este acceptabilă, atunci cînd se utilizează tranzistorul P 502 V.

3.3.3. Amplificatorul de frecvenţă intermediară imagine

Problema de bază în calculul AFII este obţinerea coeficientului maxim de amplificare de la fiecare etaj pentru banda dată de trecere. Dificultatea cea mai mare ce se iveşte, în cazul în care se caută a se obţine de la etaj amplificarea maximă, o constituie faptul că, în aceste condiţii, este greu să se obţină o bună stabilitate

a funcționării amplificatorului. Acest lucru se datorește faptului că semiconductoarele prezintă un cuplaj intern între ieșire și intrare destul de mare, cauzat de admitanța:

$$-\dot{Y}_{12} = \frac{1}{R_{12}} + j\omega_0 C_{12}. \tag{3.20}$$

În practică se folosesc deobicei două tipuri de neutrodinare parțială: circuite serie și paralel de tip *RC*. Parametrii acestor circuite se determină din relațiile de mai jos, rezultate din condiția funcționării stabile a amplificatorului, ținînd seama de relația (3.20).

Pentru circuitul paralel:

$$R_n = \frac{p_2}{p_1} R_{12} \text{ și } C_n = \frac{p_1}{p_2} C_{12}. \tag{3.21}$$

Pentru circuitul paralel:

$$R_n = \frac{p_2 R_{12}}{p_1(1 + \omega_0^2 R_{12}^2 C_{12}^2)} \text{ și } C_n = \frac{p_1}{p_2}\left(C_{12} + \frac{1}{\omega_0^2 R_{12}^2 C_{12}^2}\right), \tag{3.22}$$

unde p_1 este coeficientul de conectare a circuitului la circuitul de colector al tranzistorului etajului neutrodinat, iar p_2 este coeficientul de conectare a circuitului de colector la circuitul de bază al etajului.

Din relațiile (3.21) și (3.22) se vede că circuitul *RC* paralel asigură neutrodinarea în banda de frecvențe în care R_{12} și C_{12} pot fi socotite invariabile. Ultima condiție se îndeplinește de obicei în limitele curbei de rezonanță a circuitului oscilant. Circuitul serie asigură neutrodinarea numai pe o frecvență.

Neajunsul circuitului paralel de neutrodinare constă în faptul că necesită condensator de separație între etaje, pentru ca regimul tranzistorului în curent continuu să nu depindă de R_n. Întrucît în majoritatea cazurilor,

$$|R_n| \geqslant \frac{1}{|j\omega_0 C_{12}|},$$

se poate face astfel încît circuitul de neutrodinare să conțină numai condensatorul C_n.

Pe baza acestor considerații, în primele două etaje ale AFII se folosesc circuite rezonante acordate pe frecvența f_0, de bandă largă Δf_k. În cazul în care cele două etaje au aceeași bandă de trecere, banda pe care o prezintă două etaje are valoarea:

$$\Delta f_{k2} = \Delta f_k \frac{1}{\sqrt{\sqrt{2} - 1}}. \tag{3.23}$$

Factorul de calitate de lucru, pe care trebuie să-l îndeplinească circuitele, este

$$Q_1 = \frac{f_0}{f_{k2}}. \tag{3.24}$$

Deoarece pierderile principale din circuit sînt cauzate de parametrii tranzistoarelor, vom determina valoarea capacității C_c pentru care se asigură banda dată de trecere. Capacitatea suplimentară este:

$$C_c = C_\Sigma - C_{ieș} - C_{in} - C_M \tag{3.25}$$

unde C_M este capacitatea de montaj,

C_{in} și $C_{ieș}$ sînt respectiv capacitățile de intrare și ieșire ale etajului neutrodinat,

C_Σ este capacitatea totală a circuitului ce asigură acordul și banda de trecere dată pentru o valoare cunoscută a rezistenței caracteristice a circuitului,

$$\rho = \frac{1}{Q_p}\left(\frac{R_{in}R_{ieș}}{R_{in}+R_{ieș}}\right) \tag{3.26}$$

(R_{in} și $R_{ieș}$ corespund rezistențelor de intrare și de ieșire ale etajului neutrodinat).

Mărimea capacității C_Σ se determină cu relația:

$$C_\Sigma = \frac{16\cdot 10^{10}}{\rho \cdot f_0} \tag{3.27}$$

(C în pF, ρ în Ω, f_0 în MHz).

Cunoscînd C_Σ se deduce relația pentru determinarea inductanței circuitului:

$$L_c = \frac{1}{2{,}3{,}14^2 \cdot f_0^2 \cdot C_\Sigma}. \tag{3.28}$$

Coeficientul de amplificare a amplificatorului cu două etaje se calculează cu relația:

$$K_2 = K_1^2 = (|\dot{Y}_{21}|)^2 \left(\frac{R_{in}R_{ieș}}{R_{in}+R_{ieș}}\right)^2. \tag{3.29}$$

În etajul de ieșire al AFII, așa cum este normal, se folosește filtru de bandă cu două circuite cuplate. Primul circuit este șuntat de rezistența de intrare a etajului. Pentru a simplifica calculul etajului de ieșire presupunem că sînt cunoscute factorul de calitate al circuitului Q_0 și mărimea capacității circuitului C_{c3}. Determinăm amortizarea primului circuit ținînd seama de acțiunea de șuntare a lui $R_{ieș}$. Aplicînd

cunoştinţele de la teoria circuitelor rezonante se pot obţine următoarele expresii de calcul pentru parametrii necesari.

Capacitatea totală a circuitului:

$$C_{\Sigma 3} = C_{c3} + C_{ie\S} + C_M \,. \tag{3.30}$$

Inductanţa circuitului:

$$L_{c3} = \frac{1}{4 \cdot 3{,}14^2 \cdot f_0^2 \cdot C_{\Sigma 3}} \,. \tag{3.31}$$

Rezistenţa caracteristică:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_{c3}}{C_{\Sigma 3}}} \,. \tag{3.32}$$

Rezistenţa echivalentă totală a circuitului:

$$R_1 = \frac{Q_0 \cdot \rho \cdot R_{ie\S}}{Q_0 \rho \cdot + R_{ie\S}} \,. \tag{3.33}$$

Amortizarea primului circuit:

$$d_1 = \frac{1}{Q_1} = \frac{\rho}{R_1} \,. \tag{3.34}$$

Al doilea circuit al filtrului de bandă este şuntat de rezistenţa de intrare a detectorului video $R_{in\,d}$. Amortizarea circuitului se determină cu relaţia:

$$d_2 = \frac{1}{Q_2} = \frac{\rho}{R_{ie\S\,d}} \,. \tag{3.35}$$

Cunoscînd amortizarea (factorul de calitate) circuitelor, determinăm coeficientul de cuplaj, capabil să asigure banda de trecere necesară:

$$K_{cuplaj} = \sqrt{d_1 d_2 \left[\sqrt{2\left(Q_1 Q_2 \frac{\Delta f_i^2}{f_0^2}\right)^2 + \frac{\Delta f_i^2}{f_0^2}(Q_1 + Q_2)^2 - Q_1 Q_2 \frac{\Delta f_i^2}{f_0^2} - 1} \right]} \tag{3.36}$$

Trebuie amintit că trebuie să fie îndeplinită relaţia:

$$K_{cuplaj} < K_{cuplaj\ critic} = 0{,}176.$$

Capacitatea condensatorului de cuplaj al circuitelor:

$$C_{cuplaj} = \frac{K_{cuplaj}}{1 - K_{cuplaj}} C_{\Sigma 3}. \tag{3.37}$$

Fiind cunoscută panta caracteristicii de intrare a tranzistorului $|\dot{Y}_{21}|$, coeficientul de amplificare al etajului final se calculează cu:

$$K_3 = \dot{Y}_{21} \cdot \frac{K_{cuplaj}}{d_1 d_2 + K^2_{cuplaj}}. \tag{3.38}$$

K_a, coeficientul de amplificare al întregului AFII, pe baza relațiilor (3.39) și (3.38) se determină din:

$$K_a = K_2 K_3. \tag{3.39}$$

Această relație este valabilă la frecvența f_0.

Pentru asigurarea unei caracteristici convenabile pentru amplificator, se alege pentru tranzistorul etajului trei un curent de colector mare ($I_c = 5-7$ mA) la tensiunea de colector $U_c = 8-9$ V.

Rezistențele divizorului din bază (vezi fig. 3.4) se determină cu relațiile:

$$R_{27} = \frac{I_c R_{29} + U_{be}}{I_d}, \quad R_{28} = \frac{E - (I_c R_{29} + U_{be})}{I_d}. \tag{3.40}$$

Exemplul 3.3. Să calculăm amplificatorul cu trei etaje din fig. 3.4, care să asigure $\Delta f_u = 4{,}5$ MHz și $K_u > 1\,000$ pe frecvența purtătoare de imagine. Pentru tranzistoarele P 411 (П 411) și P 417 (П 417) au fost efectuate măsurări asupra parametrilor și s-au obținut următoarele valori: $R_{12} = 9$ kΩ; $C_{12} = 4$ pF, $R_{in} = 300$ Ω, $R_{ieș} = 2{,}5$ kΩ; $C_{in} = 20$ pF, $C_{ieș} = 5$ pF, $|\dot{Y}_{21}| \approx 40$ mA/V.

Conform formulelor (3.21) și (3.22), pentru $p_1 = p_2 = 1$, capacitatea condensatorului de neutrodinare este $C_n \approx C_{12} = 4$ pF.

Banda de trecere a primelor două etaje, după relația (3.23) și pentru $\Delta f_c = 10$ MHz, este

$$f_{c2} = 10 \frac{1}{\sqrt{\sqrt{2} - 1}} = 15{,}5 \text{ MHz}.$$

Cunoscînd $f_0 = 35$ MHz, $C_M = 5$ pF, pe baza relațiilor (3.24), (3.26), (3.27), determinăm:

$$Q_p = \frac{35}{15{,}5} = 2{,}3$$

$$\rho = \frac{1}{2{,}3} \left(\frac{0{,}3 \cdot 2{,}5 \cdot 10^6}{0{,}3 \cdot 10^3 + 2{,}5 \cdot 10^3} \right) = 117\ \Omega$$

$$C_\Sigma = \frac{16 \cdot 10^{10}}{117 \cdot 35 \cdot 10^6} = 40 \text{ pF}.$$

Ţinînd seama de (3.25):

$$C_c = 40 - 5 - 20 - 5 = 10\,\text{pF}.$$

Inductanţa circuitului se calculează cu relaţia (3.28):

$$L_c = \frac{1}{4 \cdot (3{,}14 \cdot 35 \cdot 10^6)^2 \cdot 10 \cdot 10^{-12}} = 0{,}6\,\mu\text{H}.$$

Coeficientul de amplificare se determină cu relaţia:

$$K_2 = K_1^2 = (40 \cdot 10^{-3})^2 \left(\frac{0{,}3 \cdot 2{,}5 \cdot 10^6}{0{,}3 \cdot 10^3 + 2{,}5 \cdot 10^3} \right) = 117.$$

Rezultă $K_1 = 10{,}8$ ca valoare a coeficientului de amplificare al fiecărui etaj.

Pentru calculul etajului final vom ţine seama de următoarele date din practică: $Q_0 = 80$; $C_{c3} = 10$ pF; $C_M = 5$ pF. Folosind relaţiile (3.30)—(3.35) determinăm:

$$C_{\Sigma 3} = 10 + 5 + 5 = 20\,\text{pF}$$

$$L_{c3} = \frac{1}{4 \cdot (3{,}14 \cdot 35 \cdot 10^6)^2 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 1\,\mu\text{H}$$

$$\rho = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-12}}} = 225\ \Omega$$

$$R_1 = \frac{80 \cdot 225 \cdot 2{,}5 \cdot 10^3}{80 \cdot 225 + 2{,}5 \cdot 10^3} = 2{,}3\ \text{k}\Omega$$

$$d_1 = \frac{225}{2{,}3 \cdot 10^3} = 0{,}098$$

$$Q_1 = \frac{1}{0{,}098} = 10{,}2.$$

Amortizarea şi factorul de calitate al circuitelor, presupunînd $R_{in\,d} = 600\ \Omega$ se determină cu relaţia (3.35):

$$d_2 = \frac{225}{600} = 0{,}37$$

$$Q_2 = \frac{1}{0{,}37} = 2{,}7.$$

În concluzie, amortizarea circuitelor filtrului de bandă diferă de aproape 3 ori.

Coeficientul de cuplaj al circuitelor şi capacitatea de cuplaj, pentru $\Delta f_t = 6{,}5$ MHz, se determină cu relaţiile (3.36), (3.34), (3.35) şi (3.37):

$$K_{cuplaj} =$$

$$= \sqrt{0{,}098 \cdot 0{,}37\left[\sqrt{2\left(10{,}2 \cdot 2{,}7 \cdot \frac{6{,}5^2}{35^2}\right)^2 + \frac{6{,}5^2}{35^2}\quad (10{,}2 + 2{,}7)^2 - 10{,}2 \cdot 2{,}7 \cdot \frac{6{,}5^2}{35^2}} - 1 = 16\right.}$$

$$C_{cuplaj} = \frac{0{,}16}{1 - 0{,}16} \cdot 20 = 3{,}8 \text{ pF}.$$

Coeficientul de amplificare al etajului final şi al întregului AFII se determină cu relaţiile (3.38, şi (3.39):

$$K_3 = 40 \cdot 10^{-3} \cdot 225 \cdot \frac{0{,}16}{0{,}098 \cdot 0{,}37 + 0{,}16^2} = 23$$

$$K_u = 117 \cdot 23 = 2700.$$

Coeficientul de amplificare al AFII pe frecvenţa intermediară imagine este cu aproximativ 40% mai mic, deci în cazul de faţă $K_u \approx 1500$, adică mai mare decît mărimea dată prin temă.

Pentru a se asigura amplificarea maximă şi cea mai bună stabilitate termică pentru etajul final admitem mărimile:

$$I_c = 6 \text{ mA}; \; R_{29} = 560 \; \Omega; \; I_d = 2 \text{ mA}.$$

Pentru $E = 12$ V, $U_{ce} = E - I_c R_{29} = 12 - 6 \cdot 10^{-3} \cdot 560 = 8{,}6$ V. În aceste condiţii, pentru tranzistorul II 417 rezultă $U_{be} = 0{,}2$ V. Valoarea $U_{ce} = 8{,}6$ V permite să se obţină, la ieşirea detectorului video, un semnal cu amplitudinea 1 V. Cu ajutorul relaţiei (3.40) calculăm mărimea circuitelor ce asigură regimul normal în curent continuu pentru etajul final:

$$R_{27} = \frac{6 \cdot 10^{-3} \cdot 560 + 0{,}2}{2 \cdot 10^{-3}} = 1{,}8 \text{ k}\Omega$$

$$R_{28} = \frac{12 - (6 \cdot 10^{-3} \cdot 560 + 0{,}2)}{2 \cdot 10^{-3}} = 4{,}2 \text{ k}\Omega.$$

3.3.4. Schema poartă a RAA

Se prezintă calculul schemei poartă RAA din fig. 3.9, *a*, folosită în lanţul AFII—2 (v. fig. 3.5). Schema RAA trebuie să asigure o variaţie neînsemnată a tensiunii de ieşire din AVF ($U_{ieş\ max}/U_{ieş\ min}$) pentru o variaţie importantă a ten-

siunii la intrarea receptorului ($U_{in\ max}/U_{in\ min}$). De obicei este dată mărimea admisă a coeficientului de instabilitate a tensiunii de ieșire:

$$K_p = U_{ieș\ max}/U_{ieș\ min}.$$

Rezultă:

$$\Delta U_{ieș} = U_{ieș\ max} - U_{ieș\ min} = U_{ieș\ max}\left(1 - \frac{1}{K_p}\right). \tag{3.41}$$

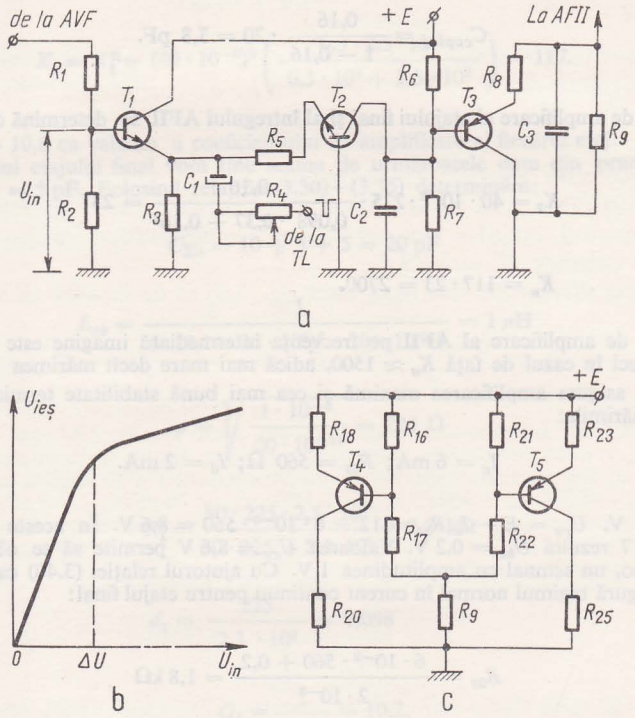


Fig. 3.9. Schema RAA cu trei etaje:
a — schema de principiu; *b* — caracteristica de amplitudine; *c*—schema redusă a etajelor AFII reglate.

Pentru a se putea compensa variația posibilă a semnalului de intrare, este necesar să existe o variație corespunzătoare a coeficientului de amplificare al AFII avînd valoarea:

$$\Delta K_a = \delta \frac{U_{in\ max}}{U_{in\ min}}, \tag{3.42}$$

unde δ este un coeficient fără dimensiune, mai mare decît unitatea, ce determină rezerva de reglaj a amplificării.

De obicei este necesar să se determine variația de amplificare ΔK_a, care să asigure reglajul a două etaje. În acest caz, variația pantei fiecărui etaj nu trebuie să fie mai mică de

$$\Delta S = \sqrt{\Delta K_a}. \tag{3.43}$$

În fig. 3.9, *b* este reprezentată caracteristica de amplitudine a transformatoarelor folosite în AFII. De aici se vede că pe baza tranzistorului, în domeniul de reglaj, se află căderea de tensiune ΔU. Această mărime determină variația pantei ΔS.

Semnalul pentru schema RAA se aduce de la AVF prin divizorul R_1R_2. Pentru ca să nu apară limitarea semnalului, punctul de funcționare al repetorului de la intrare trebuie ales în porțiunea medie a curbei de sarcină, adică pentru $U_{ce} \approx E/2$. Mărimea acestei rezistențe R_3, care să asigure curentul I_c pentru acest regim, se determină cu relația:

$$R_3 = \frac{E}{2I_c}. \tag{3.44}$$

Semnalul de la AVF, după divizor, se regăsește atenuat în raportul $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ ori și deci și abaterea (variația) sa $\Delta U_{ieș}$ la intrarea RAA este atenuată în același raport, adică:

$$\Delta U_r = \frac{\Delta U_{ieș} \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \tag{3.45}$$

Așadar, schema poartă RAA trebuie să asigure amplificarea:

$$K_{\text{RAA}} = \frac{\Delta U}{\Delta U_r}. \tag{3.46}$$

Amplificarea reală a schemei RAA cu 3 etaje (v. fig. 3.9, *a*) este egală cu produsul coeficienților de amplificare ai fiecărui etaj:

$$K_{\text{RAA}} = K_{e_1} \cdot K_c \cdot K_{e_2}. \tag{3.47}$$

Coeficientul de amplificare al primului etaj (de adaptare) este dat de relația:

$$K_{e_1} = \frac{\beta R_{e_1}}{R_g + \beta R_{e_1}}, \tag{3.48}$$

unde β este coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului;

$$R_{e_1} \approx \frac{R_3 R_{in\,c}}{R_3 + R_{in\,c}}$$

$$R_g = \frac{(R_{ieș\,AVF} + R_1)R_2}{R_{ieș\,AVF} + R_1 + R_2}$$

($R_{in\,c}$ — rezistența de intrare a etajului de comparație; $R_{ieș\,AVF}$ rezistența de ieșire a AVF).

Rezistența de sarcină a repetorului pentru componenta de curent alternativ constă din rezistența de intrare a etajului de coincidență $R_{in\,c}$. Pentru a se reduce influența dispersiei tranzistoarelor în ceea ce privește rezistența de intrare, s-a introdus rezistența R_5 care de fapt determină rezistența de intrare a etajului de coincidență: $R_{in\,c} \approx R_5$.

Rezistențele de intrare și de ieșire ale primului repetor pe emitor se determină cu relațiile:

$$R_{in\,e_1} = \beta R_{e_1}$$

$$R_{ieș\,e_1} = R_e + (R_g + R_b)\frac{1}{1+\beta}, \tag{3.49}$$

unde R_e și R_b sînt respectiv rezistențele de emitor și bază ale tranzistorului.

Valoarea rezistenței R_4 trebuie să fie de același ordin de mărime cu al rezistenței R_5. Constanta de timp a circuitului R_4C_1 trebuie să fie mult mai mare decît durata T_0 a impulsurilor de cursă inversă a baleiajului de linii. De obicei se consideră:

$$R_4C_1 = 10\ T_0.$$

Rezultă:

$$C_1 = \frac{10\ T_0}{R_4}. \tag{3.50}$$

Etajul de coincidență, împreună cu circuitul R_7C_2, poate fi privit ca un detector de vîrf ce debitează tensiunea continuă a cărei amplitudine este proporțională cu amplitudinea semnalului la ieșirea AVF. Se cunoaște de la teoria detectorului de vîrf că amplificarea detectorului de vîrf este egală cu amplificarea schemei obișnuite la frecvențe joase.

Pentru schema cu bază comună:

$$K_d = \frac{\beta}{1+\beta} \cdot \frac{R_{sc}}{R_{in\,bc} + R_{ieș\,e_1}}. \tag{3.51}$$

unde: R_{sc} este rezistența de sarcină a etajului de coincidență;
$R_{in\ bc} \approx 8-10\ \Omega$, rezistența de intrare a etajului cu bază comună.

Ținînd seama de divizarea semnalului la intrarea etajului de coincidență se obține în cele din urmă:

$$K_c = K_d \frac{R_{in\ bc}}{R_5 + R_{in\ bc}}. \tag{3.52}$$

În paralel cu rezistența de sarcină a etajului de coincidență se găsesc 3 rezistențe montate în paralel: R_6, R_7, $R_{in\ e2}$. Rezistențele de intrare a celui de al doilea repetor pe emitor se determină cu relația:

$$R_{in\ e_2} = \beta R_{e_2}, \tag{3.53}$$

unde R_{e_2} este rezistența echivalentă a circuitului pe emitor al celui de al doilea etaj de adaptare și care se determină din schema de cuplaj a RAA cu AFII, avînd valoarea în limitele 450—550 Ω.

Amplificarea etajului de adaptare de ieșire se determină cu relația:

$$K_{e_2} = \frac{\beta R_{e_2}}{R_g + \beta R_{e_2}}, \tag{3.54}$$

unde

$$R_g = \frac{\dfrac{R_6 R_7}{R_6 + R_7} R_{ieș\ c}}{\dfrac{R_6 R_7}{R_6 + R_7} + R_{ieș\ c}} = \frac{R_6 R_7 R_{ieș\ c}}{R_6 R_7 + R_6 R_{ieș\ c} + R_7 R_{ieș\ c}}.$$

Rezistențele divizorului din circuitul de bază al celui de-al doilea repetor trebuie să fie astfel încît să asigure termostabilizarea necesară a etajului. Din acest considerent se alege curentul prin divizorul I_d și atunci:

$$R_7 \approx 0{,}1\ \beta R_9$$
$$R_6 = \frac{E - I_d R_7}{I_d}. \tag{3.55}$$

Dacă se cunoaște mărimea impulsului de curent al etajului de adaptare I_{ci}, rezistența de ieșire a acestuia se determină cu formula:

$$R_{ieș\ c} \approx \frac{I_d R_7}{I_{ci}} q, \tag{3.56}$$

unde q este factorul de formă al impulsului de sincronizare linii.

Valoarea rezistenței R_9 se determină făcînd calculul regimului în curent continuu al primelor două etaje ale AFII. Schema simplificată a etajelor este redată în fig. 3.9, *c*. Notațiile din această figură corespund schemei principiale din fig. 3.5.

Rezistențele R_{17} și R_{22} se calculează cu ajutorul relațiilor:

$$\frac{R_9}{R_{17}} = \frac{R_9}{R_{22}} = 3 - 5. \tag{3.57}$$

Pentru simplificarea calculului regimurilor rezistențelor, se dă mărimea curentului de colector I_c și mărimea curentului din divizorul bazei I_d. Fiind cunoscute mărimile R_{18} și R_{23}, ce determină stabilizarea termică, rezultă:

$$R_{16} = R_{21} = \frac{I_c R_{18} + U_{be}}{I_d}. \tag{3.58}$$

Mărimea lui U_{be}, avînd cunoscută valoarea lui I_c, se determină din caracteristicile statice ale tranzistorului.

Ținînd seama de relația (3.57), mărimile rezistențelor $R_{17} = R_{22}$ și R_9 se determină rezolvînd expresia:

$$E - I_d R_{16} = I_d R_{17} + 2 I_d R_9. \tag{3.59}$$

Pentru a se asigura căderea de tensiune necesară ΔU pe baza tranzistoarelor T_4, T_5, în timpul reglajului amplificării, se introduce rezistența R_8. Valoarea acesteia se alege, practic, egală cu rezistența de ieșire a celui de-al doilea repetor pe emitor:

$$R_8 = R_{ie\ e_2} \approx \frac{R_g}{1 + \beta}, \tag{3.60}$$

unde R_g se determină cu formula (3.54).

Circuitul $R_8 C_3$, montat la ieșirea schemei RAA, are scopul de a filtra pulsațiile de tensiune de înaltă frecvență. Constanta de timp a acestuia τ_ϕ trebuie să fie cu mult mai mare decît durata impulsurilor de sincronizare de linii t_{l_i}, adică,

$$\tau_\phi = R_8 C_3 = 100\, t_{l_i}.$$

De aici,

$$C_3 = \frac{100\, t_{l_i}}{R_8}. \tag{3.61}$$

Constanta de timp a circuitului R_7C_2 trebuie să fie cuprinsă în limitele:

$$10\,R_i C_2 \leqslant R_{sc}\,C_2 \leqslant 0{,}1\,T_c, \tag{3.62}$$

unde:

R_i este rezistența internă a etajului de coincidență în starea de conducție;
T_c — durata perioadei unui cadru;

R_{sc} — $R_6 \,||R_7||\, R_{in\,e_2}$.

De obicei, pentru

$$C_2 = \frac{T_c}{10\,R_{sc}}, \tag{3.63}$$

inegalitatea (3.62) este satisfăcută.

Exemplul 3.4. Se cere să determinăm mărimea elementelor din schema 3.9, *a*. Se cunosc următoarele mărimi: $K_p = 1{,}4$ (ceea ce corespunde la 3 dB), $U_{ieș\,max} = 50$ V, $E = 12$ V, $U_{in\,max} = 2$ mV, $U_{in\,min} = 100\,\mu$V.

Cu ajutorul relațiilor (3.41)—(3.43), admițînd rezerva de reglaj $\delta = 5$, se determină:

$$\Delta U_{ieș} = 50\left(1 - \frac{1}{1{,}4}\right) = 15\text{ V}$$

$$\Delta K_a = 5\,\frac{2 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-6}} = 100.$$

Admițînd din considerente practice $I_c = 6$ mA, $R_1 = 47$ kΩ; $R_2 = 5{,}6$ kΩ din relațiile (3.44) și (3.45) determinăm:

$$R_3 = \frac{12}{2 \cdot 6 \cdot 10^{-3}} = 1\text{ kΩ}$$

$$\Delta U_p = \frac{15 \cdot 5{,}6}{47 + 5{,}6} = 1{,}4\text{ V}.$$

Pentru tranzistoarele P 417 (II 417) se determină din caracteristica de intrare (v. fig. 3.9, *b*), $\Delta U = 0{,}5$ V. În acest caz, din (3.46) rezultă:

$$K_{RAA} = \frac{0{,}5}{1{,}4} = 0{,}35.$$

Această valoare a amplificării trebuie asigurată de schema RAA.

Urmează calculul amplificării fiecărui etaj. Mai întîi determinăm K_{e_1} în relația (3.48), apoi determinăm R_{e_1} și R_g admițînd $R_{in\,c} \approx R_5 = 150\,\Omega$, $R_{ieș\,AVF} \approx 2\,k\Omega$, $\beta = 30$:

$$R_{e_1} = \frac{1 \cdot 10^3 \cdot 150}{1 \cdot 10^3 + 150} = 130\ \Omega$$

$$R_g = \frac{(2 + 47) \cdot 5{,}6}{2 + 47 + 5{,}6} = 5\ k\Omega$$

$$K_{e_1} = \frac{30 \cdot 130}{5 \cdot 10^3 + 30 \cdot 130} = 0{,}44.$$

Cu ajutorul relației (3.49) calculăm rezistența de intrare și rezistența de ieșire a primului etaj de adaptare (pentru tranzistorul П 10A: $R_e = 4\ \Omega$, $R_b \approx 150\ \Omega$):

$$R_{in\ e_1} = 30 \cdot 130 = 3{,}9\ k\Omega$$

$$R_{ieș\,e_1} = 4 + (5 \cdot 10^3 + 150)\frac{1}{1 + 30} = 170\ \Omega.$$

Întrucît $R_4 \approx R_5 = 150$, iar $T_0 = 14\ \mu s$, din formula (3.50) rezultă:

$$C_1 = \frac{10 \cdot 14 \cdot 10^{-6}}{150} = 0{,}93\ \mu F.$$

Din condiția termostabilizării necesare celui de-al doilea repetor pe emitor rezultă $R_{13} = 1\ k\Omega$, $I_c = 4\ mA$, $I_d = 1\ mA$. În acest regim, pentru $E = 12\ V$, din caracteristicile statice ale tranzistorului MP 40, rezultă $U_{be} \approx 0{,}25\ V$. Cu ajutorul relației (3.58) aflăm:

$$R_{16} = \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^3 + 0{,}75}{1 \cdot 10^{-3}} = 4{,}25\ k\Omega.$$

Conform (3.57) luînd $R_9/R_{17} = 3$, din relația (3.59) obținem:

$$R_9 = \frac{3\,(E - I_d R_{16})}{7\,I_d} = \frac{3\,(12 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 4{,}25 \cdot 10^3)}{7 \cdot 1 \cdot 10^{-2}} = 2{,}8\ k\Omega.$$

Presupunînd că cel de-al doilea repetor pe emitor are $\beta = 20$ și $R_{e_2} \approx 500\ \Omega$, cu formula (3.52) aflăm rezistența de intrare a etajului:

$$R_{in\ e_2} = 20 \cdot 400 = 8\ k\Omega.$$

Cunoscînd R_9, cu relaţia (3.55) calculăm

$$R_7 = 0{,}1 \cdot 20 \cdot 2{,}8 = 5{,}6 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = \frac{12 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 5{,}6 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^{-3}} = 6{,}4 \text{ k}\Omega.$$

Rezistenţa de sarcină a etajului de coincidenţă se calculează cu relaţia:

$$R_{sc} = \frac{R_6 R_7 R_{in\,e_2}}{R_6 R_7 + R_6 R_{in\,e_2} + R_7 R_{in\,e_2}} = \frac{5{,}6 \cdot 6{,}4 \cdot 8}{5{,}6 \cdot 6{,}4 + 6{,}4 \cdot 8 + 5{,}6 \cdot 8} = 2{,}2 \text{ k}\Omega.$$

Cunoscînd R_{sc}, $R_{ieş\,e_1}$ şi admiţînd $R_{in\,bc} \approx 9$, din relaţiile (3.51) şi (3.52) se calculează:

$$K_d = \frac{25}{1 + 25} \cdot \frac{2{,}2 \cdot 10^3}{9 + 170} = 11{,}8$$

$$K_c = 11{,}8 \frac{9}{150 + 9} = 0{,}68.$$

În mod obişnuit, impulsul de curent prin etajul de coincidenţă este de aproximativ 10 mA. Pentru durata maximă a impulsului de sincronizare $t_{l_i} = 6\ \mu$s, factorul său de formă este aprox. 10. Din (3.56), cunoscînd mărimea determinată anterior, rezultă:

$$R_{in\,c} = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 5{,}6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^{-3}} \cdot 10 = 5{,}6 \text{ k}\Omega$$

Cu formula (3.54) determinăm:

$$R_g = \frac{6{,}4 \cdot 5{,}6 \cdot 5{,}6}{6{,}4 \cdot 5{,}6 + 6{,}4 \cdot 5{,}6 + 5{,}6 \cdot 5{,}6} = 1{,}94 \text{ k}\Omega.$$

$$K_{e_2} = \frac{20 \cdot 0{,}5}{1{,}94 + 20 \cdot 0{,}5} = 0{,}84.$$

În sfîrşit, cu (3.47) determinăm amplificarea totală a schemei RAA:

$$K_{RAA} = 0{,}44 \cdot 0{,}68 \cdot 0{,}84 = 0{,}25.$$

Iniţial, din condiţia variaţiei amplificării AFII în cinci trepte de rezervă s-a obţinut $K_{RAA} = 0{,}35$. De fapt schema asigură $K_{RAA} = 0{,}25$. Astfel, rezerva în cinci trepte de variaţie a amplificării nu poate fi asigurată. Ea se limitează la

$$\frac{0{,}25}{0{,}35} \approx 3{,}5 \text{ ori.}$$

Mărimea rezistenței R_8 se determină cu relația (3.60):

$$R_8 = \frac{1{,}94 \cdot 10^3}{1 + 20} \approx 100\ \Omega.$$

Din relațiile (3.61) și (3.63) socotind $t_{l} = 6\,\mu s$, $T_c = 20\,\mu s$, determinăm capacitățile:

$$C_3 = \frac{100 \cdot 6 \cdot 10^{-6}}{100} = 6\mu\,F$$

$$C_2 = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 2{,}2 \cdot 10^3} = 0{,}9\ \mu F.$$

3.4. Construcția traseului de amplificare a semnalului imagine

3.4.1. Cerințe impuse construcției AFII

De obicei, montajul amplificatorului semnalului imagine se execută pe plăci cu circuit imprimat. Dacă schema de montaj a întregului televizor este realizată pe trei plăci, atunci AFII este dispus pe o placă separată, iar dacă schema este realizată pe două plăci atunci pe una dintre ele, împreună cu AFII, se montează amplificatorul semnalului de sunet asociat. Prima variantă de montaj este caracteristică pentru televizoarele portabile care folosesc cinescoape cu dimensiunile ecranelor de 20—30 cm.

De regulă, pe o placă de circuit imprimat separată se montează instalația de intrare sau FSC (filtrul cu selecție concentrată), schema AFII, detectorul video, RAA și primul etaj AVF. Din considerente de reducere a nivelului inducțiilor prin sursa de alimentare este recomandabil ca etajul de ieșire al AVF să fie montat pe placa cu circuit imprimat a generatoarelor de baleiaj. iar legătura dintre etaje să se realizeze cu ajutorul unor cabluri ecranate. Dispunerea etajului de ieșire al AVF pe placa generatoarelor de baleiaj simplifică montajul circuitului de reglare a contrastului și de aplicare a semnalului video la modulatorul cinescopului.

Construcția plăcilor cu circuit imprimat ale AFII trebuie realizată astfel încît să se țină seama de cerința de funcționare stabilă a amplificatorului pentru amplificare maximă. Trebuie amintit că o dispunere incorectă a conductoarelor imprimate și a reperelor radio pe placă poate conduce la autoexcitarea amplificatorului prin capacitățile parazite de cuplaj formate de montaj. Pentru a micșora probabilitatea de autoexcitare, construcția amplificatorului trebuie să satisfacă următoarea cerință de bază: etajele AFII trebuie dispuse în linie astfel încît ieșirea amplificatorului să fie cît mai depărtată posibil de intrarea sa. Respectarea acestei cerințe nu este totdeauna simplă la construcțiile portabile.

Dimensiunile plăcii AFII sînt determinate, în principal, de construcția circuitelor traseului de recepție. De aceea pentru construcțiile de televizoare tranzistorizate portabile se acordă o atenție deosebită reducerii dimensiunilor lor. În modelele moderne se folosesc trei tipuri de construcții de circuite (fig. 3.10). În fig. 3.10 este prezentată construcția circuitelor care se folosesc în televizoarele cu dimensiuni relativ mari ale ecranelor. Un astfel de circuit conține o carcasă cu bază alungită

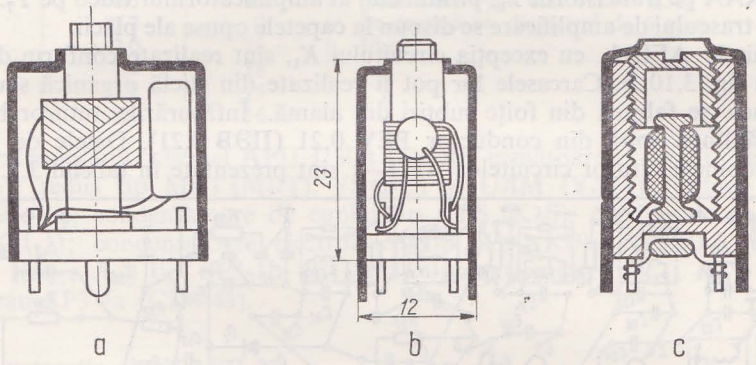


Fig. 3.10. Construcții de circuite.

în care sînt presate picioruşe destinate realizării legăturii cu conductoarele imprimate. În interiorul carcasei, pe care se bobinează bobina circuitului, există un orificiu cu filet pentru deplasarea miezului de acord. Pe partea mai lungă alături de bobină este montat condensatorul circuitului. Întreaga construcție este ecranată în partea de sus printr-un ecran metalic. Deoarece bobina circuitului cu miez în formă de tijă are un cîmp mare de dispersie este necesar ca ecranul să nu fie dispus în apropierea bobinei pentru a nu înrăutăți factorul de calitate. Din acest motiv, circuitele cu o astfel de construcție au dimensiuni relativ mari.

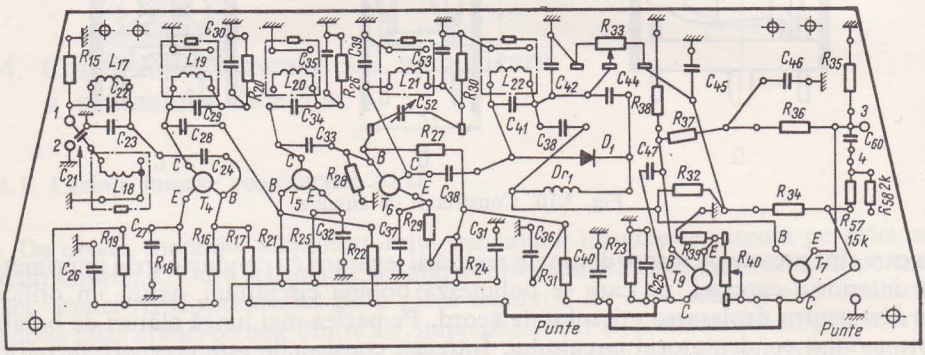
Dimensiunile circuitului pot fi reduse dacă se scoate condensatorul şi se montează pe placa cu circuit imprimat iar ecranul acoperă numai bobina circuitului (fig. 3.10, *b*). În acest fel suprafața bazei circuitului se micşorează mult. Dacă condensatorul folosit în circuit este de tipul KD-1a (КД-1а), atunci apare posibilitatea introducerii sale sub ecranul circuitului, a cărui construcție este prezentată în figura 3.10, *c*.

În televizoarele cu dimensiuni nu prea mari ale ecranelor se folosesc circuite cu bază sub formă de pătrat şi cu picioruşe laterale cu filet. În mijlocul bazei, între picioruşe, este montat un miez miniatural din fier carbonilic sub formă de tijă pe care se bobinează direct bobina circuitului. Inductanța circuitului se reglează prin deplasarea oalei din fier carbonilic pe filetul carcasei. Cîmpul de dispersie al acestei construcții este mic deoarece bobina este introdusă în interiorul oalei. De aceea ecranul poate fi apropiat oricît de mult de bobină fără o înrăutățire mare a factorului de calitate, ceea ce permite o micşorare substanțială a dimensiunilor circuitului. Condensatorul circuitului este montat într-o scobitură specială sub baza circuitului.

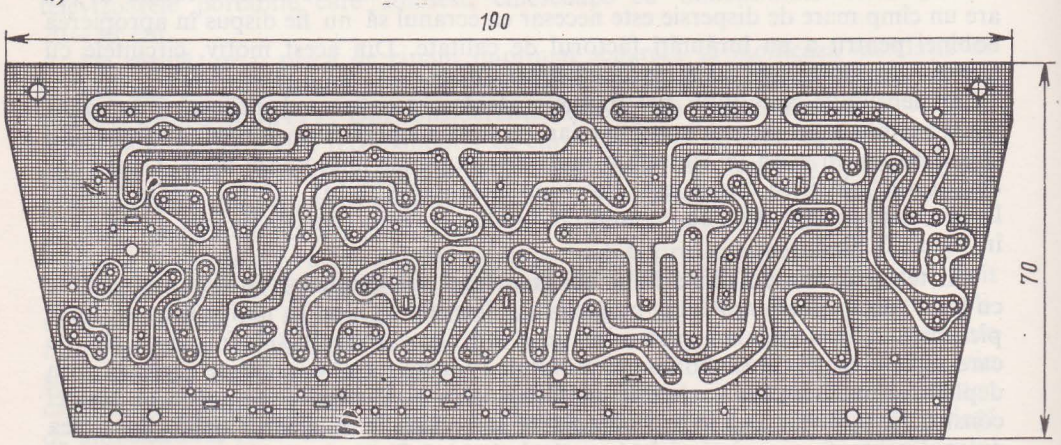
3.4.2. Construcția plăcii AFII-1

Montajul reperelor radio și al conductoarelor imprimate sînt prezentate în fig. 3.11. În conformitate cu schema amplificatorului (v. fig. 3.4) pe placă sînt montate instalația de intrare, care conține două circuite K_1 și K_2 ($L_{17}C_{22}$ și $L_{18}C_{21}$), amplificatorul cu trei etaje pe tranzistoarele T_4, T_5 și T_6, detectorul video pe dioda D_4, schema RAA pe tranzistorul T_9, primul etaj al amplificatorului video pe T_7. Intrarea și ieșirea traseului de amplificare se dispun la capetele opuse ale plăcii.

Circuitele AFII-1, cu excepția circuitului K_1, sînt realizate conform dimensiunilor din fig. 3.10, *b*. Carcasele lor pot fi realizate din sticlă organică sau textolit iar ecranele se fabrică din foițe subțiri din alamă. Înfășurările tuturor bobinelor sînt spiră lîngă spiră din conductor PEV 0,21 (ПЭВ 0,21). Datele de bobinare pentru bobinele tuturor circuitelor AFII—1 sînt prezentate în tabelul 3.2.



a)



b)

Fig. 3.11. Construcția plăcii imprimate a AFII-1:
a — montajul detaliilor; *b* — montajul conductoarelor imprimate.

Tabelul 3.2

Datele de bobinare pentru bobinele circuitelor AFII-1

Notațiile pe schemă	Inductanța μH	Numărul de spire	Observație
			Fără carcasă pe un șablon cu diametrul de 6 mm
L_{17}	0,5	15	Conductor PEV 0,31 (ПЭV 0,31)
L_{18}	0,7	9	Pe carcasă cu diametrul de 6 mm
L_{19}	2,0	20	Idem
L_{20}	1,7	18	„
L_{21}	1,2	15	„
L_{22}	1,4	16	„

Pentru montajul schemei AFII-1 sînt folosite următoarele detalii: rezistențele de gabarit redus tip MLT (МЛТ), VS (ВС) și UЛM (УЛМ) (putere disipată 0,12—0,25 W); condensatoare de cuplaj tip KLS (КλS), condensatoare disc tip KD-1 (КД-1); condensatoare electrolitice tip KE (КЭ), și K50-6, rezistențe variabile (R_{33}, R_{40}) tip SP3-1b (СП3-1б); potențiometre (R_{42}, R_{45}) tip SPO (СПО) sau SP3-4a (СП3-4а).

3.4.3. Construcția plăcii AFII-2

Construcția plăcii AFII-2 diferă de cea a plăcii AFII-1. Ea poate avea aceleași dimensiuni. Este necesară doar o densitate mai mare de detalii deoarece în schema AFII-2 se folosește un număr mai mare de circuite: FSC, care conține patru circuite și două circuite rejectoare. În plus, în AFII-2 este folosită o schemă RAA cu trei etaje.

Construcția circuitelor AFII-2 este analogă cu a circuitelor AFII-1. Ele se bobinează pe carcase cu diametrul de 6 mm cu miez de carbonil tip SB-1 (СБ-1) cu conductoare de tipul PEV-0,21 (ПЭВ-0,21). Datele de bobinare ale bobinelor sînt prezentate în tabelul 3.3.

Tabelul 3.3

Datele de bobinare ale bobinelor circuitelor AFII-2

Notațiile pe schemă	Inductanța μH	Numărul de spire	Observații
L_{50}	0,65	10	—
L_{51}	1,7	19	—
L_{52}	1,7	19	—
L_{53}	0,85	12	—
L_{54}	0,5	8	Priză de la spira a 7-a, considerată de la colectorul T_4
L_{55}	1,2	15	—
L_{56}	0,5	8	Priză de la spira a 7-a, considerată de la colectorul T_5
L_{57}	0,85	12	—
L_{58}	1,2	15	Priză de la spira a 13-a, considerată de la colectorul T_6
L_{59}	1,0	14	—

3.4.4. Construcția plăcii AFII-3

Montajul plăcii AFII-2 este prezentat în fig. 3.12. Pe placă este montat FSC, compus din șapte circuite a cărui construcție este prezentată în fig. 3.10 *b*. În plus, pe placă mai sînt montate AFII format din două etaje (T_4... T_7), detectorul video (D_4), schema RAA (T_{10}, T_{11}) și AVF (T_8, T_9). Pe aceeași placă este montat și detectorul de modulație în frecvență. În afară de FSC, în traseul de amplificare a semnalului imagine sînt folosite încă cinci circuite. În tabelul 3.4 sînt prezentate datele de bobinare ale tuturor bobinelor circuitelor. Ele sînt bobinate pe carcase cu diametrul de 6 mm. Pentru mărirea stabilității circuitelor se recomandă ca după bobinare bobinele să fie impregnate cu ceară sau cerezină topită.

În calitate de condensatoare de separare sau de cuplaj sînt folosite condensatoare în formă de pană tip K 10-U2 (K 10-Y2). Restul reperelor, cu excepția tranzistoarelor, sînt de aceleași tipuri ca la AFII-1 și AFII-2.

Tabelul 3.4

Datele de bobinare pentru bobinele circuitelor AFII-3

Notațiile pe schemă	Numărul de spire	Tipul conductorului	Notațiile pe schemă	Numărul de spire	Tipul conductorului
L_{55}	17	PEV-1 (ПЭВ-1) 0,20	L_{61}	17	PEV-1 0,20
L_{53}	9	PEV-1 0,31	L_{62}	11	PEV-1 0,20
L_{57}	11	PEV-1 0,31	L_{63}	13	PEV-1 0,31
L_{58}	23	PEV-1 0,20	L_{64}	14	PEV-1 0,31
L_{59}	16	PEV-1 0,31	L_{65}	41	PEV-1 0,20
L_{60}	26	PEV-1 0,31	L_{66}	24	PEV-1 0,20

3.5. Reglajul traseului de amplificare a semnalelor imagine

Reglajul traseelor analizate de amplificare a semnalelor imagine nu depinde practic de particularitățile schemelor lor. De aceea este util să se dea o metodă generală de reglaj a traseului, neintrînd în detaliile de acord ale schemelor concrete.

La reglajul AFII cablul de ieșire al BCC poate să nu fie decuplat de la clema de intrare a plăcii traseului de amplificare. Ieșirea de înaltă frecvență a vobulatorului (tip TR 0813, HI-3 (XИ-3A) sau HI-7 (XИ-7) în gama de 27—60 MHz trebuie cuplată la intrarea FSC al AFII. Carcasa conectorului de înaltă frecvență se leagă la conductorul de masă al plăcii în apropierea intrării AFII. Intrarea de joasă frecvență a generatorului (fără sonda detectoare) se leagă la ieșirea detectorului video printr-o rezistență de 30—70 kΩ. În acest fel, caracteristica de frecvență a AFII trebuie să fie apropiată ca formă de curba prezentată în fig. 3.1, *b*. Dacă pe caracteristica de frecvență se observă zgomote, atunci comutatorul de canale trebuie comutat pe canalul pe care zgomotele sînt minime. Dacă caracteristica de frecvență diferă de cea prezentată în fig. 3.1, *b* este necesar să se efectueze reglajul circuitelor AFII. Frecvențele de acord ale circuitelor fiecărui traseu sînt prezentate pe schemele de principiu corespunzătoare. Trebuie amintit că circuitele de colector ale AFII sînt de bandă largă și influențează puțin asupra formei caracteristicii de frecvență.

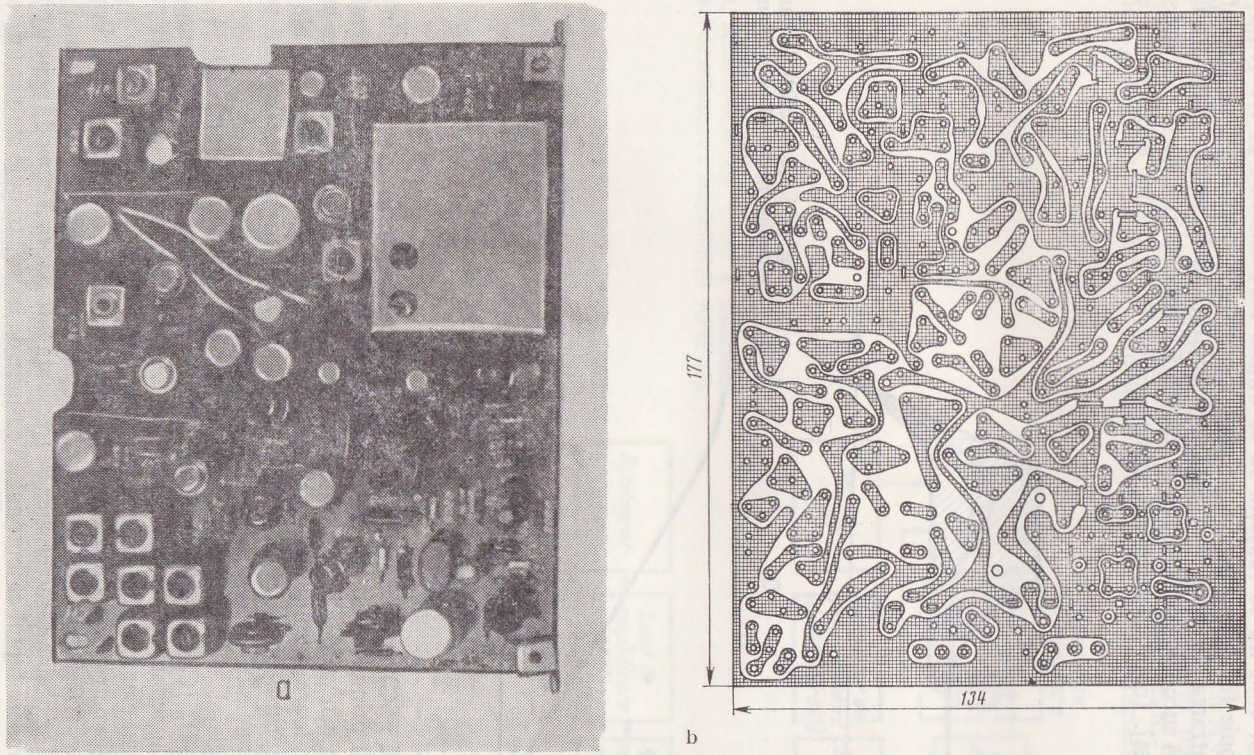


Fig. 3.12. Construcția plăcilor imprimate a AFII—3

a — montajul detaliilor; *b* — montajul conductoarelor imprimate.

În cazul cînd nu se reuşeşte să se obţină caracteristica de frecvenţă dorită a AFII, trebuie făcută verificarea pe etaje a acordului circuitelor, pentru care, lăsînd cuplată intrarea de joasă frecvenţă a vobulatorului la ieşirea detectorului video, se cuplează succesiv ieşirea de înaltă frecvenţă a vobulatorului la baza tranzistoarelor fiecărui etaj. Înaintea verificării caracteristicii de frecvenţă a celor trei etaje ale

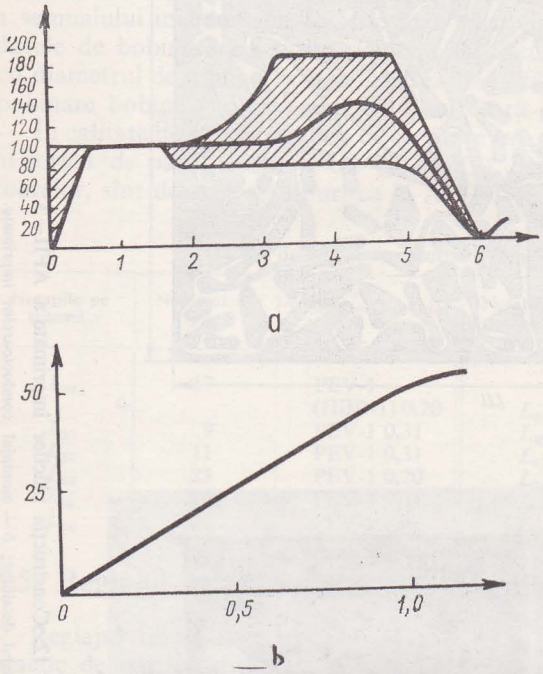


Fig. 3.13. Caracteristicile standard amplitudine-frecvenţă (*a*) şi de amplitudine (*b*) ale AVF.

AFII (fără FSC) trebuie deslipit din schemă condensatorul de separare din circuitul de bază al primului etaj. De remarcat că înainte de reglajul AFII, potenţiometrul de reglare a nivelului RAA (de exemplu, R_{41} din fig. 3, *b*) trebuie pus la poziţia corespunzătoare amplitudinii maxime a caracteristicii. Pentru poziţii ale atenuatorului cuprinse între 25—35 dB amplitudinea caracteristicii, pe ecranul vobulatorului, trebuie să fie cuprinsă pe 8—10 pătrăţele.

La reglajul AVF ieşirea de înaltă frecvenţă a vobulatorului HI-34 (XI-34), HI-7 (XI-7), ICiH-57 (ИЧХ-57)) se cuplează la intrarea sa printr-un condensator de capacitate 0,5—1 μF, iar capul detector se cuplează la ieşirea AVF; totodată modulatorul cinescopului se decuplează de la AVF.

Potenţiometrul de contrast se stabileşte în poziţie de contrast maxim. Prin rotirea butoanelor „Tensiune de ieşire", „Amplificare", „Scară", „Frecvenţă medie" se caută să se obţină caracteristica de frecvenţă într-o formă comodă pentru observare, avînd în vedere faptul că butonul „Tensiune de ieşire" trebuie stabilit într-o poziţie care exclude limitarea semnalului. Această condiţie este obligatorie pentru toate

etajele verificate. Caracteristica de frecvenţă a AVF trebuie să aibă forma prezentată în fig. 3.13, *a*.

Să analizăm procedeele de obţinere a caracteristicii de frecvenţă a AVF în cazul schemei AFII-1 (v. fig. 3.4). Reglajul se poate realiza prin alegerea punctului de funcţionare al tranzistorului T_8 prin selecţionarea valorilor rezistenţei R_{57} şi condensatorului C_{49}, selecţionare care se efectuează prin compararea caracteristicilor de

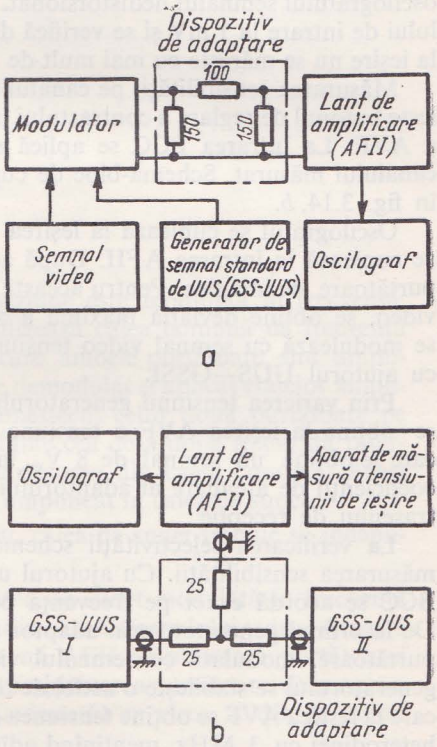


Fig. 3.14. Schema-bloc de acord a sistemului RAA (*a*) şi de măsurare a sensibilităţii AFII (*b*).

frecvenţă în domeniul frecvenţei medii (2—4 MHz). În cazul unui reglaj optim, caracteristica de amplitudine a AFII-1 are forma prezentată în fig. 3.13, *b*. Potenţiometrul de reglare a contrastului asigură o variaţie a semnalului de 10 ori.

Stabilirea reglării automate a amplificării se face în felul următor (fig. 3.14, *a*). La intrarea BCC se aplică o tensiune de frecvenţă egală cu frecvenţa purtătoare a imaginii, modulată cu semnal video, pe unul din canalele neafectate de zgomote. Profunzimea modulaţiei se stabileşte la nivelul de 85%. Tensiunea cu frecvenţa purtătoare a imaginii de la intrarea BCC se stabileşte la 1 mV (totodată, pe atenuatorul UUS—GSS trebuie stabilită o tensiune, multiplicată cu coeficientul de atenuare al modulatorului şi adaptorului). Este suficient ca verificarea RAA să se facă pe un singur canal (de exemplu, pe primul canal). Coeficientul de atenuare al adaptorului (fig. 3.14, *a*) este egal aproximativ cu trei.

Potențiometrele de stabilire a nivelului de RAA, în BCC și AFII, se așază în poziția în care amplificarea este maximă. Osciloscopul se cuplează la emitorul primului etaj AVF și urmărind imaginea pe ecranul său se stabilește nivelul semnalului pînă la începutul limitării impulsurilor de sincronizare. După aceea se mărește semnalul de 10 ori sau mai mult, pînă la apariția distorsiunilor. Se reglează potențiometrul de stabilire a nivelului RAA în AFII pînă cînd se obține pe ecranul osciloscopului semnalul nedistorsionat. În sfîrșit, se stabilește din nou nivelul semnalului de intrare la 1 mV și se verifică dacă la mărirea sa de 10 ori (20 dB), semnalul la ieșire nu se mărește cu mai mult de 1,4 ori (3 dB).

Măsurarea sensibilității pe canalul imagine se execută în felul următor. Se stabilește butonul de reglare a contrastului în poziția corespunzătoare amplificării maxime a AVF. La intrarea BCC se aplică semnale calibrate cu frecvența purtătoare a canalului măsurat. Schema-bloc de cuplare a aparatelor de măsură este prezentată în fig. 3.14, *b*.

Osciloscopul se cuplează la ieșirea AVF, iar aparatul de măsură IV-4 (ИВ-4) se cuplează la intrarea AFII. După aceasta trebuie reglat BCC exact pe frecvența purtătoare de imagine. Pentru aceasta se cuplează undametrul la ieșirea detectorului video, se obține deviația maximă a acului undametrului la rezonanța acestuia și se modulează cu semnal video tensiunea de frecvență purtătoare a canalului ales, cu ajutorul UUS—GSSI.

Prin varierea tensiunii generatorului se verifică, cu ajutorul osciloscopului, dacă se obține la ieșirea AVF o tensiune de 8 V_{vv}. Tensiunea generatorului, pentru care se obține un semnal de 8 V_{vv} la ieșirea AVF, împărțită la produsul dintre coeficienții de atenuare ai adaptorului și modulatorului, este egală cu sensibilitatea traseului de recepție.

La verificarea selectivității schemei cuplarea aparatelor rămîne aceeași ca la măsurarea sensibilității. Cu ajutorul undametrului, prin acordul lin al heterodinei, BCC se acordă exact pe frecvența purtătoare de imagine a canalului verificat. De la primul generator, prin adaptor (fig. 3.14, *a*), se aplică tensiunea de frecvență purtătoare, modulată cu semnalul video. Cu ajutorul atenuatorului de ieșire al generatorului se stabilește o astfel de tensiune de ieșire a generatorului $U_{ieș\,1}$, pentru care la ieșirea AVF se obține tensiunea de 8 V_{vv}. După aceasta se micșorează frecvența heterodinei cu 3 MHz, menținînd adîncimea modulației la 85% și fără a schimba acordul heterodinei, se mărește tensiunea de intrare a generatorului pînă la valoarea $U_{in\,2}$, pentru care $U_{ieș\,AVF} = 8\ V_{vv}$.

Selectivitatea traseului de recepție în decibeli pentru orice canal, pentru dezacorduri corespunzătoare, se calculează cu formula:

$$S = 20 \lg \frac{U_{ieș\,2}}{U_{in\,1}}.$$

Raportul $U_{ieș\,2}/U_{in\,1}$ trebuie să fie mai mare de 10 (20 dB).

În încheiere, trebuie spus că înaintea reglării caracteristicii de frecvență a lanțului de amplificare a semnalelor imagine trebuie verificată corectitudinea regimurilor de funcționare a fiecărui etaj al schemei. Valorile principale ale tensiunilor și curenților care determină regimurile normale, sînt date pe schemele de principiu (fig. 3.4—3.6).

Capitolul 4

Calea de sunet

4.1. Generalităţi privind calea de sunet

4.1.1. Schema bloc

Purtătoarea de sunet a semnalului de televiziune este modulată în frecvenţă. Pentru amplificarea purtătoarei de sunet se utilizează calea comună de frecvenţă intermediară imagine (calea de video-sunet), în care ambele purtătoare sînt amplificate cu circa 80—85 dB, după care semnalul este demodulat şi aplicat etajelor amplificatoare video. În demodulatorul video, din amestecul celor două purtătoare pe caracteristica neliniară a diodei de detecţie se obţine cea de-a doua frecvenţă intermediară de sunet, ca diferenţă a celor două purtătoare din calea comună. Acest semnal de FI cu frecvenţa de 6,5 MHz este apoi amplificat în calea de sunet.

Pentru a se obţine o bună redare a sunetului, calea de sunet trebuie să îndeplinească cîteva condiţii:

1. Înainte de toate este necesar ca purtătoarea de sunet modulată în frecvenţă să nu sufere o modulare nedorită de amplitudine din cauza semnalului video. Această condiţie se asigură prin aceea că în calea comună AFII amplificarea purtătoarei de sunet este de circa 10 ori (20 dB) mai mică decît amplificarea purtătoarei de imagine, altfel spus purtătoarea de sunet este rejectată (atenuată) cu circa 20 dB, de obicei încă în primul etaj din calea comună.

2. În zona purtătoarei de sunet, caracteristica globală de frecvenţă a căii comune (AFII) trebuie să fie aproape orizontală (ca o dreaptă), ca în fig. 3.1, *b*, pentru ca modulaţia de frecvenţă să nu se transforme în modulaţie de amplitudine pe flancul curbei AFII, atunci cînd circuitele de FI se dezacordă din diferite cauze.

3. În amplificatorul video trebuie evitată modularea parazită în amplitudine a semnalului de FI-S ; în orice caz, pentru a reduce eventualul rest de modulaţie parazită în amplitudine, în amplificatorul de FI al căii de sunet trebuie să fie asigurată funcţionarea în „limitare" a ultimului etaj de FI-S.

4. Lărgimea de bandă (banda de trecere) a amplificatorului de FI-S trebuie să fie de circa 200 kHz pentru ca alunecarea inerentă de frecvenţă a oscilatorului local să nu producă distorsionarea sunetului prin funcţionarea asimetrică a demodulatorului de frecvenţă. Amplificatorul de frecvenţă intermediară sunet (AFI-S) ucrează la o frecvenţă relativ mică (în standardul OIRT, 6,5 MHz). La intrarea

AFI-S se aplică un semnal de FI-S, de circa 0,5—1 mV, semnal extras din preamplificatorul video. Întrucît pentru o funcţionare corectă a demodulatorului de frecvenţă (detector de raport sau discriminator) este necesară o tensiune de 2—4 V rezultă că amplificarea de FI-S trebuie să fie de 3 000—8 000 ori (69—76 dB). Această amplificare se poate realiza cu ajutorul a 2 sau 3 tranzistoare în schema EC.

În amplificatorul de FI-S se realizează relativ simplu condiţiile de bandă de trecere, stabilitate şi adaptare între etaje; selectivitatea se asigură de obicei cu circuite singulare acordate conectate în circuitul de colector al tranzistoarelor amplificatoare. Adaptarea cu tranzistorul următor se face printr-o înfăşurare secundară de cuplaj, neacordată sau prin prize. Rareori se utilizează conectarea parţială a colectorului la circuitul acordat prin priză.

În etajele de FI-S se aplică metodele cunoscute din capitolele anterioare pentru termostabilizarea în c.c., polarizare (stabilirea regimului de lucru în curent continuu) şi neutrodinare.

Cum tranzistoarele moderne au rezistenţe de intrare şi de ieşire destul de mari, pentru asigurarea benzii de trecere se amortizează uneori circuitele acordate prin şuntarea acestora cu rezistenţe potrivit alese. Neutrodinarea nu este în general necesară dacă se utilizează tranzistoare cu capacităţi de reacţie de ordinul a 0,5—1 pF. Doar la tranzistoarele cu $C_r = 2{,}5—4$ pF pentru asigurarea unei bune stabilităţi se procedează fie la neutrodinarea etajelor, fie la şuntarea circuitelor acordate prin rezistenţe, aceasta din urmă cu scăderea amplificării. Neutrodinarea se face fie conectînd condensatoare de valoare determinată între bazele tranzistoarelor succesive fie conectînd un condensator de la capătul rece al unui circuit acordat (cu priză conectată la colector) la baza tranzistorului. În unele cazuri, pentru reducerea influenţei reacţiei parazite a montajului în circuitul de neutrodinare se conectează în serie cu condensatorul şi o rezistenţă de valoare mică.

După modul de extragere a semnalului de FI-S, în televizoarele tranzistorizate se deosebesc două variante de schemă: una cînd semnalul de FI-S se extrage de pe rezistenţa de sarcină a detectorului video, alta, cînd semnalul de FI-S se obţine din primul etaj amplificator video. Varianta a doua este preferabilă din punctul de vedere al adaptării impedanţelor, intrarea căii de FI-S conectîndu-se la etajul preamplificator video care este un repetor pe emitor. În punctul de conectare al etajului final video se recomandă introducerea unui rejector (circuit acordat pe frecvenţa intermediară de sunet) care să nu permită semnalului de FI—S să pătrundă pe circuitul de comandă al cinescopului.

Circuitul rejector de sunet poate avea o înfăşurare secundară de cuplaj cu AFI-S, care permite adaptarea optimă a intrării căii de sunet cu sarcina preamplificatorului video respectiv intrarea etajului final video. În etajele de amplificare ale căii de FI-S, pentru mărirea stabilităţii în circuitul de colector al fiecărui tranzistor, se introduce cîte o rezistenţă serie care înlătură oscilaţiile parazite din afara frecvenţei de rezonanţă (oscilaţii parazite care apar pe flancurile caracteristicii de frecvenţă a căii de FI-S). Stabilitatea amplificării se ameliorează şi prin conectarea la masă a capsulei tranzistoarelor amplificatoare, prin decuplarea şi filtrarea circuitelor de alimentare în c.c. precum şi prin realizarea raţională a traseelor pe circuitul imprimat.

Una din caracteristicile esențiale ale AFI-S este necesitatea limitării în amplitudine a semnalului modulat în frecvență în scopul evitării modulației parazite de amplitudine datorată semnalului video. Modularea parazită în amplitudine a semnalului de sunet de către semnalul video are ca urmare apariția unui brum audibil supărător pe calea de sunet. Reducerea efectelor modulației parazite de amplitudine în AFI-S se poate face prin alegerea potrivită a punctului de funcționare în c.c. și prin reducerea tensiunii de colector. Pentru reducerea tensiunii colectorului se utilizează fie divizoare de tensiune fie rezistențe serie în circuitul de alimentare. În amplificatoarele de FI-S cu 3 etaje, se asigură o bună limitare prin alegerea unui regim de lucru în care tranzistorul din ultimul etaj lucrează saturat.

În alte scheme se poate obține o limitare bună folosind circuite de limitare cu diode.

4.1.2. Demodulatorul semnalului de sunet

Prin demodularea semnalului de FI modulat în frecvență se obține semnalul de audiofrecvență. În demodulatorul de MF variațiile de frecvență ale purtătoarei de FI se transformă în variații de amplitudine și fază ale tensiunii de audiofrecvență.

Cel mai simplu demodulator de frecvență este discriminatorul (fig. 4.1, *a*) care se compune din două circuite oscilante potrivit dezacordate, cuplate inductiv cu ultimul circuit acordat al AFI-S. Diodele detectoare sînt conectate astfel încît la deviații de frecvență într-un sens sau altul față de frecvența centrală, pe catodele diodelor se obțin tensiuni de polaritate diferită. Grafic, procesul de demodulare este ilustrat în fig. 4.1, *b* prin caracteristica de frecvență a discriminatorului. Se vede că tensiunea de pe catodul unei diode este defazată cu 180° față de tensiunea obținută pe catodul celeilalte diode, obținîndu-se prin compunerea tensiunilor o sinusoidă, așa-numita curbă în „S" a discriminatorului, la care porțiunea centrală, între $f_0 + \Delta f$ și $f_0 - \Delta f$ este aproape liniară. În acest fel variațiile de frecvență ale semnalului de FI sînt transformate în variații de amplitudine.

Schema practică a unui discriminator de frecvență (fig. 4.1, *c*) se prezintă puțin altfel decît schema simplificată din fig. 4.1, *a*. Caracteristica în „S" a discriminatorului se formează cu ajutorul unui transformator defazor care are 3 înfășurări: primară L_1, secundară L_2 (ambele se acordă cu miezuri de ferită) și terțiară L_3, cuplată inductiv cu înfășurarea primară L_1 dar conectată în circuitul de sarcină al discriminatorului. Bobina secundară are o priză mediană conectată prin L_3 la masă astfel că tensiunile de la capetele secundarului sînt defazate cu 180° și aplicate celor două diode detectoare. Grupul R_1C_1 are rolul de a tăia ceva din frecvențele înalte audio compensînd în mod potrivit ridicarea voită sau accentuarea frecvențelor înalte din spectrul audio la emisie. Accentuarea frecvențelor înalte la emisie trebuie însoțită la recepție de o dezaccentuare în aceeași măsură pentru a asigura fidelitatea necesară a sunetului. Dezavantajul esențial al discriminatorului este că acesta nu are proprietăți de limitare și din această cauză reclamă ca etajul ultim al AFI--S să fie un etaj limitator special construit.

● **Detectorul de raport** este un demodulator mai răspîndit în ultima vreme datorită avantajului său esențial și anume proprietatea de a fi totodată și limitator de amplitudine pentru semnalul modulat în frecvență. Fiind și demodulator și limitator, detectorul de raport asigură o mai bună calitate a sunetului, mai ales la televizoarele portabile unde semnalul captat de antenă este variabil în limite largi.

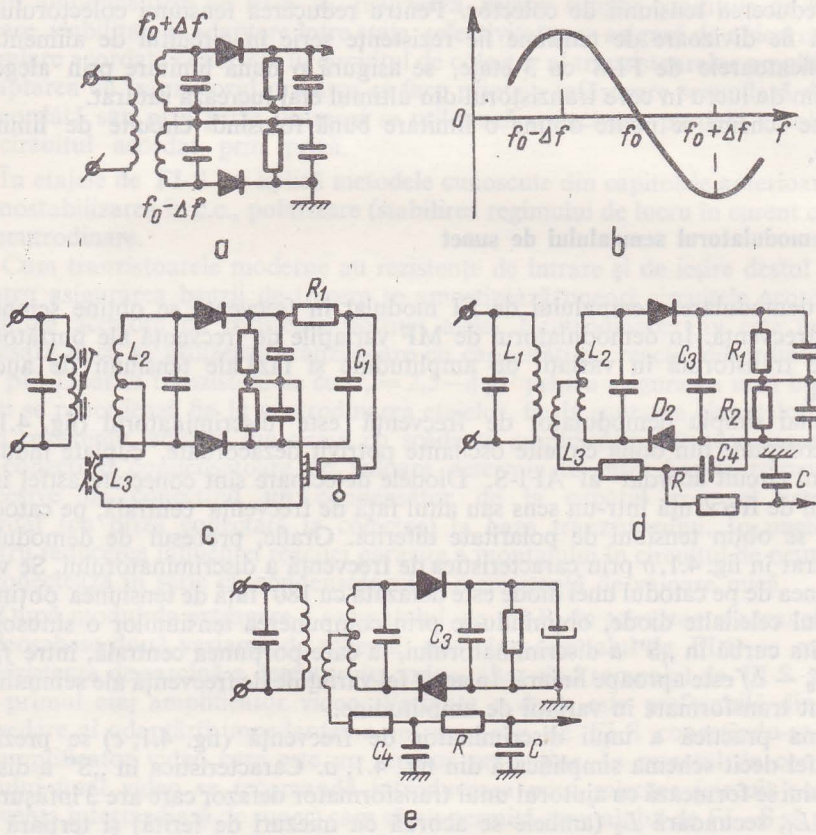


Fig. 4.1. Schema discriminatoare și detectoare de raport:
a, *c* — scheme de discriminatoare; *b* — caracteristica de amplitudine frecvență pentru discriminatoarele (*a*, *c*); *d*,*e* — scheme de detectoare de raport.

Legat de televizoarele portabile trebuie menționat încă un fapt important: televizoarele portabile au în general o sensibilitate mare pentru a putea lucra satisfăcător cu o antenă telescopică al cărei cîștig este foarte mic. Atunci cînd televizorul lucrează cu un semnal slab (caz frecvent în practică) orice semnal parazit, de exemplu radiația armonicelor superioare care apar inerent într-un etaj limitator ar produce perturbații serioase ale imaginii. Și din această cauză detectorul de raport trebuie

preferat unui discriminator care, așa cum am mai spus, este în mod obligatoriu precedat de un etaj limitator.

Detectorul de raport poate fi de tip simetric (ca în fig. 4.1, *d*) sau asimetric (fig. 4.1, *e*). Primul are un randament mai mic de detecție dar asigură performanțe mai bune, față de-al doilea care este mai simplu. Ca și la discriminator, secundarul L_2 are o priză mediană la care se leagă terțiarul L_3 cuplat cu primarul L_1. Secundarul transformatorului de FI al detectorului de raport este defazor de tensiune. Condensatorul C_3 se încarcă datorită tensiunii redresate de diodele D_1 și D_2 conectate de data aceasta în serie din punctul de vedere al curentului continuu. Privind o schemă de demodulator de frecvență detectorul de raport se recunoaște prin conectarea în antifază a diodelor. Proprietățile de limitare ale detectorului de raport se explică astfel: cînd tensiunea pe secundarul L_2 crește rapid acestei creșteri i se „opune" sarcina circuitului acordat și încărcarea condensatorului C_3. Limitarea tensiunii este determinată de circuitul de sarcină format de rezistențele R_1, R_2 și condensatorul C_3. Constanta de timp a acestui circuit se alege de obicei între 10 și 200 μs. Capacitățile C_1 și C_2 șuntează rezistențele de sarcină R_1 și R_2 la frecvențele înalte.

Așa cum este cunoscut, în procesul de demodulare din detectorul de raport, o parte din tensiunea de pe primarul L_1 culeasă de bobina terțiară L_3 este compusă (vectorial) cu tensiunea secundarului L_2.

La rezonanță, tensiunea secundară este defazată cu 90° față de tensiunea primară. Cum cele două tensiuni obținute la capetele secundarului și aplicate diodelor sînt egale între ele, la ieșirea detectorului de raport, pe condensatorul C_4 tensiunea obținută este nulă. Pentru o deviație de frecvență oarecare, adică atunci cînd frecvența diferă de frecvența de rezonanță a circuitului acordat, defazajul între tensiunea primară și secundară este diferit de 90° și, ca urmare, tensiunile la cele două capete ale secundarului nu mai sînt egale. Întrucît se aplică tensiuni inegale celor două diode, curenții prin diode sînt diferiți, iar condensatorul C_4 se va încărca pînă atunci cînd tensiunea la bornele condensatorului va modifica punctul de lucru al diodei astfel încît cei doi curenți să devină egali. Tensiunea la bornele C_4 este, ca urmare a procesului descris, funcție de deviația de frecvență și reprezintă informația de sunet care a modulat în frecvență purtătoarea de sunet.

În detectorul de raport simetric, rezistențele R_1 și R_2 sînt înlocuite printr-o singură rezistență, iar condensatoarele C_1 și C_2 printr-o capacitate corespunzătoare (v. fig. 4.1, *e*). Grupul de dezaccentuare RC are constanta de timp de circa 50 μs.

În detectoarele de raport, pentru ameliorarea atenuării modulației parazite de amplitudine, se conectează în serie cu diodele rezistențe de liniarizare dimensionate potrivit (de ordinul a 1—2 kΩ). Una din rezistențe poate fi un potențiometru semireglabil, permițînd o ajustare a echilibrului celor două „brațe" ale detectorului în sensul simetrizării caracteristicei de demodulare.

4.1.3. Amplificatorul de audio frecvență

Partea de audiofrecvență a televizoarelor portabile nu se deosebește de schema de AF a radioreceptoarelor tranzistorizate. Cerințele specifice televizoarelor influențează într-o mică măsură circuitele clasice de AF [21].

Întrucît televizoarele portabile se alimentează şi de la baterii, economicitatea consumului este un criteriu esenţial, deoarece AAF este unul din consumatorii principali de energie în televizoarele portabile. De aceea AAF va trebui să aibă un etaj final economic, în clasa B sau AB. Sub raportul consumului şi al amplificării, amplificatoarele de AF cu transformator defazor şi cu transformator final de adaptare sînt cele mai economice. Se consideră suficientă pentru televizoarele cu ecran mai mare de 20 cm, o putere de 300—600 mW, iar pentru televizoarele cu ecran şi deci cu gabarit mai mic, o putere de 100—200 mW. Sub raportul greutăţii, amplificatoarele de AF cu tranzistoare complementare fără transformatoare sînt mai avantajoase fiind tot mai des adoptate. O schemă uzuală de AAF este arătată în fig. 4.2, *a*. Aici etajul preamplificatorului în clasa A este totodată şi etaj defazor, avînd în circuitul de colector înfăşurarea primară a transformatorului defazor.

Semnalul de AF obţinut la ieşirea detectorului de raport (0,2—0,5 V) se aplică la punctul cald al potenţiometrului de volum, de unde, dozat de cursor, semnalul ajunge pe baza tranzistorului preamplificator care lucrează în clasa A. Potenţiometrul de volum poate şunta rezistenţa de sarcină a detectorului de raport atunci cînd cursorul este „jos" adică la valori mici de rezistenţă; pentru a reduce acest neajuns se conectează în serie cu potenţiometrul o rezistenţă serie de 1—2 kΩ. Rezistenţa de intrare a etajului preamplificator — defazor depinde de curentul de lucru al tranzistorului dar şi de poziţia cursorului potenţiometrului mai ales dacă acesta are o valoare mică (2—5 kΩ). De aceea „jocul impedanţelor" între sarcina demodulatorului, rezistenţa de intrare a etajului şi valoarea potenţiometrului trebuie făcut astfel încît etajele de AF să nu se supraîncarce pentru ca să nu distorsioneze sunetul. Sarcina etajului preamplificator este primarul transformatorului defazor. În secundarul transformatorului defazor se obţin tensiunile defazate cu 180° care „atacă" tranzistoarele finale, întrucît secundarul are o priză mediană.

Termostabilizarea punctelor de funcţionare ale tranzistoarelor se face cu metode cunoscute: divizor de tensiune (R_2R_3 pentru etajul prefinal) şi R_5—R_6R_7 (etajul prefinal). Termistorul R_7 din divizorul de polarizare al etajului final şi rezistenţa de emitor R_8 au rolul de a menţine constant curentul de repaus al tranzistoarelor finale. Frecvenţele prea înalte (peste 10 KHz) sînt tăiate de condensatorul C_4 de circa. 50 nF (în unele scheme de un grup RC serie), aceasta întrucît difuzoarele de gabarit mic utilizate în televizoarele portabile au şi aşa tendinţa de a reda mai bine frecvenţele înalte din cauza dimensiunilor reduse ale membranei.

Etajul final lucrează în clasa B sau AB, ambele tranzistoare fiind conectate în schema cu emitorul comun, asigurîndu-se astfel o amplificare mare a etajului final. Rezistenţa de emitor R_8 este nedecuplată şi contribuie la reducerea distorsiunilor etajului final deoarece la bornele ei apare o tensiune de reacţie negativă.

Tranzistoarele din etajul final sînt din categoria de medie putere ; pentru răcire acestea se montează pe un radiator metalic sau pe şasiul televizorului. Tensiunea de alimentare a tranzistoarelor finale se aplică pe colector prin înfăşurarea primară a transformatorului de ieşire care adaptează impedanţa de sarcină (difuzorul) cu etajul final. În AAF cu transformator se folosesc difuzoare de impedanţă mică (5—8 Ω).

Precum se ştie, în etajele finale în clasa B consumul de curent depinde de semnalul ce se aplică etajului final; curentul absorbit variază între cîţiva mA, cît este curentul de repaus, şi 100—200 mA atunci cînd puterea de ieşire este maximă. Alimentarea

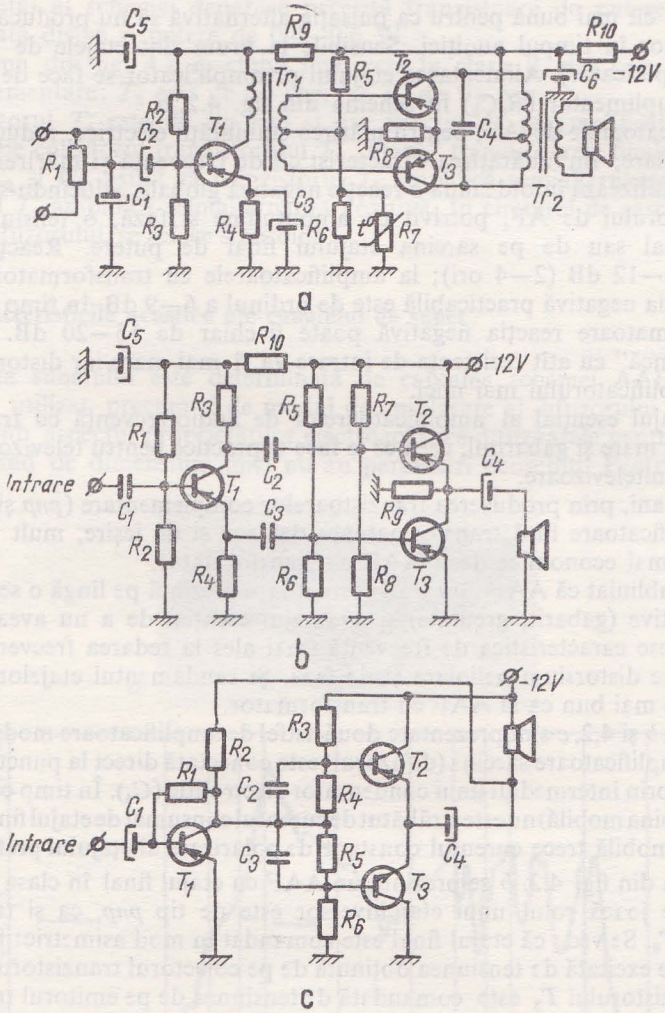


Fig. 4.2. Scheme principiale de amplificatoare de audiofrecvenţă

etajului final s-ar putea face dintr-o sursă de alimentare (redresor) nestabilizată dar tensiunea sursei ar fi serios influenţată de consumul etajului final de AF. Variaţiile tensiunii de alimentare ar putea influenţa funcţionarea etajelor de baleiaj şi sincronizare producînd fie variaţia dimensiunilor imaginii şi a strălucirii, fie desincroni-

zarea televizorului. Din această cauză alimentarea etajului final se ia dinaintea stabilizatorului de tensiune sau, dacă aceasta nu este posibil, se utilizează condensatoare electrolitice mari (2 000— 3 000 μF) ca sursă „rezervor" de energie. În orice caz, rezistența internă a redresorului trebuie să fie mică. Filtrarea tensiunii de alimentare va fi cît mai bună pentru ca pulsația alternativă să nu producă cunoscutul brum supărător în timpul audiției. Sensibile la brum sînt etajele de semnal mic (etajul preamplificator). Alimentarea etajului preamplificator se face de aceea printr-un filtru suplimentar (R_9C_5) în schema din fig. 4.2, *a*.

În amplificatoarele de AF, pentru mărirea stabilității electrice, reducerea distorsiunilor neliniare, îmbunătățirea caracteristicii de frecvență și mărirea rezistenței de intrare se utilizează întotdeauna o reacție negativă globală, aducîndu-se la intrarea preamplificatorului de AF, potrivit ca amplitudine și fază, o tensiune obținută din etajul final sau de pe sarcina etajului final de putere. Reacția negativă poate fi de 6—12 dB (2—4 ori); la amplificatoarele cu transformator defazor și de ieșire reacția negativă practicabilă este de ordinul a 6—9 dB, în timp ce la etajele fără transformatoare reacția negativă poate fi chiar de 15—20 dB. Cu cît RN este mai „adîncă" cu atît rezistența de intrare va fi mai mare iar distorsiunile neliniare ale amplificatorului mai mici.

Dezavantajul esențial al amplificatoarelor de audiofrecvență cu transformator este greutatea mare și gabaritul, ceea ce le face nepractice pentru televizoarele portabile sau minitelevizoare.

În ultimii ani, prin producerea tranzistoarelor complementare (*pnp* și *npn*) se pot realiza amplificatoare fără transformatoare defazor și de ieșire, mult mai ușoare, mai bune și mai economice decît AAF cu transformator.

Trebuie subliniat că AAF fără transformatoare prezintă pe lîngă o serie de avantaje constructive (gabarit, greutate) și avantajul esențial de a nu avea inductanțe care înrăutățesc caracteristica de frecvență (mai ales la redarea frecvențelor joase) și care produc distorsiuni neliniare și de fază. Și randamentul etajelor fără transformator este mai bun ca la AAF cu transformator.

În fig. 4.2, *b* și 4,2, *c* sînt prezentate două astfel de amplificatoare moderne. La ambele aceste amplificatoare sarcina (difuzorul) este conectată direct la punctul median al etajului final prin intermediul unui condensator electrolitic (C_4). În timp ce în fig. 4.2,*b* difuzorul (bobina mobilă) nu este străbătut de curentul consumat de etajul final, în fig. 4.2,*c* prin bobina mobilă trece curentul constant de polarizare al etajului preamplificator.

În schema din fig. 4.2, *b* se prezintă un AAF cu etajul final în clasa A. Tranzistorul T_1 care joacă rolul unui etaj inversor este de tip *pnp*, ca și tranzistoarele finale T_2 și T_3. Se vede că etajul final este comandat în mod asimetric: baza tranzistorului T_2 este excitată de tensiunea obținută de pe colectorul tranzistorului inversor, iar baza tranzistorului T_3 este comandată de tensiunea de pe emitorul tranzistorului T_1 care este defazată cu 180° față de tensiunea de pe colector. Din punct de vedere al curentului continuu tranzistoarele finale sînt conectate în serie, iar din punct de vedere al curentului alternativ sînt conectate în paralel debitînd pe sarcina etajului final care este difuzorul. Condensatorul C_4 trebuie să prezinte o reactanță capacitivă de 3—5 ori mai mică decît impedanța difuzorului, pentru a nu influența în mod negativ redarea frecvențelor joase.

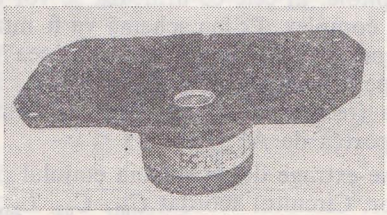
Tranzistoarele T_2 și T_3 trebuie să fie pereche, în sensul că amplificarea în curent continuu — β — a celor două tranzistoare să fie aproximativ egală, mai exact să nu difere cu mai mult de 20—30%. Tranzistoarele T_2 și T_3 ale etajului final sînt polarizate în clasa A (cu un curent de ordinul a 30—50 mA) ceea ce constituie un dezavantaj al schemei deoarece necesită tranzistoare de putere relativ mare, care să poată disipa o putere de 0,4—0,6 W.

În schema din fig. 4.2, *c*, etajul final este în clasa B, dar cele 2 tranzistoare sînt complementare: T_2 este de tip *pnp*, iar T_3 de tip *npn*.

Tranzistorul T_1 este de tip *pnp* și are funcția de preamplificator. Tensiunea de AF de pe colectorul tranzistorului T_1 „atacă" tranzistoarele finale prin condensatoarele C_2 și C_3, astfel că tranzistorul T_2 amplifică semialternanța negativă, iar tranzistorul T_3 amplifică semialternanța pozitivă. În circuitul de sarcină, în bobina mobilă a difuzorului, se reface sinusoida.

4.1.4. Caracteristicile acustice ale canalului de sunet

Calitatea sunetului este determinată de calitatea schemei AAF, de calitatea difuzorului utilizat, precum și de modul de amplasare al difuzorului în caseta televizorului. Sub aspectul proprietăților electroacustice difuzoarele pentru televizoarele portabile fiind de dimensiuni mici nu au parametri deosebiți. Pentru televizoarele



a

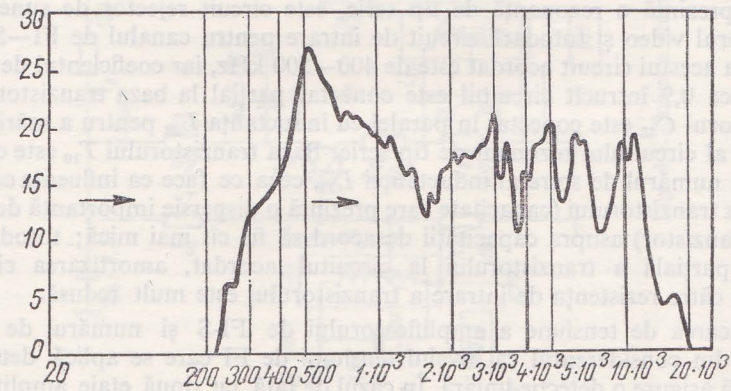


Fig. 4.3. Difuzorul dinamic 0,5 GD-17:
a — aspectul exterior; *b* — caracteristica sa de frecvență.

cu ecran pînă la 20 cm, caracteristica de frecvenţă cuprinsă între 400 şi 5 000 Hz este satisfăcătoare. Presiunea acustică a acestor difuzoare trebuie să fie de ordinul a 72—75 dB iar coeficientul de distorsiuni neliniare de max 12%. Difuzoarele care satisfac aceste cerinţe au diametrul de pînă la 60—70 mm şi puterea de ieşire de 0,3—0,5 W.

Pentru televizoarele portabile, cu ecranul mai mare de 20 cm, difuzoarele cele mai potrivite sînt cele eliptice, de exemplu tipul 0,5 GD-17 (0,5 ГД-17), de 0,5 W, cu dimensiuni de 160 × 57 mm, ale căror caracteristică de frecvenţă este prezentată în fig. 4.3 (250—5 000 Hz cu o neuniformitate de 15 dB şi o presiune acustică de circa. 80 dB.

Este recomandabilă amplasarea difuzorului pe panoul frontal, alături de cinescop. Această amplasare este mai bună, din toate punctele de vedere, decît amplasarea laterală sau spre „în sus" a difuzorului.

4.2. Scheme concrete ale canalului (căii) de sunet

4.2.1. Schema amplificatorului AFIS-1

Ca şi în celelalte capitole, în cele ce urmează se vor analiza 3 scheme diferite, mergînd de la simplu la complex. Prima schemă va fi numită în mod convenţional AFIS-1 (fig. 4.4). Schema AFIS-1 este varianta cea mai simplă care asigură parametri satisfăcători pentru un televizor mic obişnuit. Partea de FI—S cuprinde 2 etaje de amplificare a frecvenţei intermediare, un demodulator de tip detector de raport şi 3 etaje în partea de AF.

Semnalul de FI-S se extrage de pe sarcina etajului preamplificator video care este un repetor pe emitor. Circuitul acordat C_{61}, C_{62}, L_{23}, care pentru frecvenţa de 6,5 MHz prezintă o rezonanţă de tip serie, este circuit rejector de sunet pentru amplificatorul video şi totodată circuit de intrare pentru canalul de FI—S. Banda de trecere a acestui circuit acordat este de 400—500 kHz, iar coeficientul de transfer este de circa 0,9 întrucît circuitul este conectat parţial la baza tranzistorului T_{10}. Condensatorul C_{62} este conectat în paralel cu inductanţa L_{23} pentru a mări factorul de calitate al circuitului rezonant de tip serie. Baza tranzistorului T_{10} este conectată la 30% din numărul de spire al inductanţei L_{23}, ceea ce face ca influenţa capacităţii de intrare a tranzistorului (capacitate care prezintă o dispersie importantă de la tranzistor la tranzistor) asupra capacităţii de acord să fie cît mai mică; totodată, prin conectare parţială a tranzistorului la circuitul acordat, amortizarea circuitului acordat de către rezistenţa de intrare a tranzistorului este mult redusă.

Amplificarea de tensiune a amplificatorului de FI-S şi numărul de etaje se determină din considerentul ca nivelul tensiunii de FI care se aplică detectorului de raport să asigure o detecţie liniară. În cazul de faţă, cu două etaje amplificatoare, folosind tranzistoare de tip II 403 (T_{10}, T_{11}), conectate în schema cu emitorul comun, se asigură o amplificare de tensiune de circa 1 200 ori (circa 62 dB).

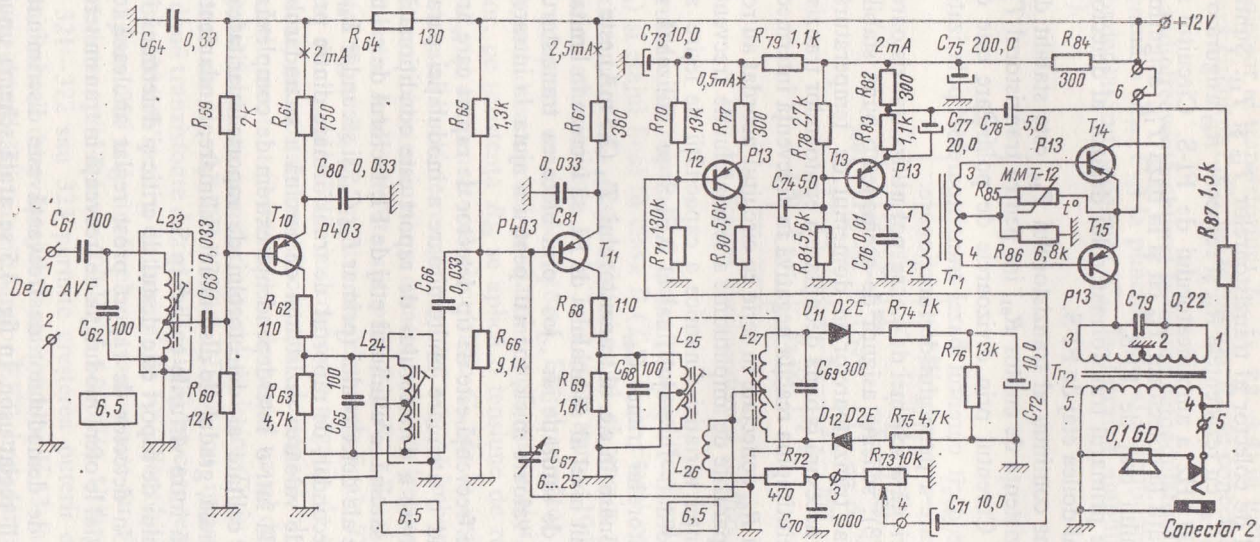


Fig. 4.4. Schema practică a lanțului de amplificare a semnalelor de sunet AFIS-1.

Selectivitatea şi banda de trecere a AFI-S sînt determinate de circuitele acordate conectate în circuitul de colector al tranzistoarelor T_{10} şi T_{11}. Şuntarea circuitelor selective $L_{24}C_{65}$ şi $L_{25}C_{68}$ cu rezistenţele R_{63} şi respectiv R_{69} asigură o bandă globală de trecere de cca. 200 kHz a amplificatorului de FI-S. Circuitul acordat $L_{24}C_{65}$ este conectat parţial atît la colectorul T_{10} cît şi la baza T_{11}, asigurîndu-se o amplificare maximă primului etaj de FI-S.

Filtrul $L_{24}C_{68}$ este primarul transformatorului defazor al detectorului şi constituie sarcina celui de al doilea etaj de FI-S.

Regimul de curent continuu al tranzistorului T_{10} este stabilit de divizorul de tensiune $R_{59}R_{60}$ şi rezistenţa de emitor R_{61}, iar pentru tranzistorul T_{11} de rezistenţele R_{65}, R_{66} şi R_{67}. Curentul prin divizoarele de polarizare este de circa 1 mA, adică mult mai mare decît curentul bazei tranzistoarelor polarizate asigurîndu-se astfel o bună stabilizare a punctului de funcţionare.

Prin alegerea potrivită a schemei de c.c. se pot utiliza tranzistoare cu o dispersie mare a amplificării (β); schema asigură de asemenea o bună stabilitate termică a curentului de lucru al tranzistoarelor în domeniul de temperatură cuprins între +20 şi +60°C. Este necesară o bună decuplare a emitoarelor tranzistoarelor amplificatoare pentru a preîntîmpina reacţia negativă în frecvenţă intermediară (C_{80}, C_{81}).

Rezistenţele R_{62} şi R_{68} conectate în serie cu circuitul acordat au rolul de a reduce limitarea modulaţiei parazite de amplitudine a semnalului de frecvenţă intermediară prin reducerea influenţei variaţiei dinamice a capacităţii de ieşire a tranzistorului asupra circuitului acordat. În etajul final al AFI-S se utilizează o neutrodinare cu ajutorul condensatorului trimer C_{67}.

Punctul de funcţionare în c.c. al tranzistorului T_{11} (2,5 mA) este ales astfel încît acesta, de la un anumit nivel al semnalului de FI, să lucreze în limitare: „sus" prin intrarea în domeniul de saturaţie iar „jos" prin blocarea tranzistorului. Rezistenţa de emitor R_{67} este de valoare mică, tocmai pentru a ajuta la intrarea „în limitare" a tranzistorului.

Demodulatorul de frecvenţă este de tip detector de raport care are şi proprietăţi de limitator, asigurînd o atenuare mulţumitoare a modulaţiei parazite de amplitudine. Buna funcţionare a detectorului de raport este condiţionată de mai mulţi factori: rezistenţa de sarcină a ultimului etaj de FI, factorul de calitate (în sarcină) al circuitelor acordate ale detectorului (primar L_{25} C_{68} şi secundar $L_{27}C_{69}$), de cuplajul dintre primar şi secundar, de raportul de transformare dintre primar şi înfăşurarea terţiară L_{26} şi de valoarea rezistenţei de sarcină a secundarului (R_{76}). Toate aceste elemente se află într-o interdependenţă extrem de complexă care determină principalii indici de calitate ai detectorului de raport: liniaritatea caracteristicii în „S" pe partea centrală, gradul de distorsiuni neliniare, randamentul demodulării şi ecartul de frecvenţă între vîrfurile curbei în S.

Acordul detectorului de raport este destul de critic şi determină în mod esenţial calitatea sunetului. Un detector de raport prost reglat anulează toate avantajele pe care în mod potenţial le oferă modulaţia de frecvenţă în transmiterea programelor muzicale TV.

Un alt tip uzual de demodulator de frecvenţă este discriminatorul, care are avantajul de a putea fi reglat uşor. În fig. 4.5 se arată schema unui discriminator

simetric care poate fi folosit la schema de ansamblu din fig. 4.4. Pentru aceasta, în circuitul de colector al tranzistorului T_{11} (v. fig. 4.4) în locul circuitului acordat $L_{25}C_{68}$ se utilizează circuitul L_1C_1, iar rezistența R_{72} se conectează la sarcina discriminatorului.

Semnalul de audiofrecvență obținut la ieșirea demodulatorului se trece printr-un filtru de dezaccentuare (R_{72}, C_{70}) la punctul cald al potențiometrului de volum R_{73} și apoi, prin condensatorul separator C_{71} la intrarea amplificatorului de audiofrecvență (AAF).

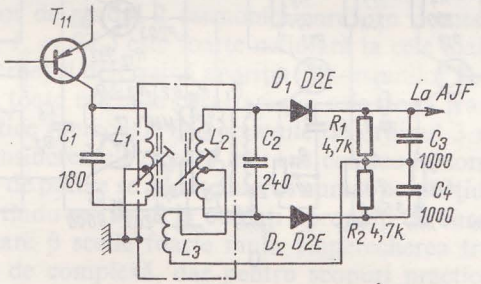


Fig. 4.5. Schema discriminatorului simetric.

Amplificatorul de AF cuprinde 3 etaje: preamplificatorul (T_{12}), etajul defazor în clasa A (T_{13}) și etajul final în clasa B (T_{14}, T_{15}). Etajul preamplificator de AF are rezistența de emitor R_{77} nedecuplată, astfel că reacția negativă locală ridică rezistența de intrare a acestui etaj de la 3—4 kΩ la aprox. 10 kΩ, ceea ce contribuie la o mai bună adaptare cu demodulatorul. Etajul următor (T_{13}) lucrează la un curent de 2 mA, având ca sarcină primarul transformatorului defazor. În emitorul acestui tranzistor, pe rezistența R_{82} se aplică o tensiune de reacție negativă adusă prin rezistența R_{87} și condensatorul electrolitic C_{78} de la ieșire, de pe secundarul trafo de ieșire. Această buclă de reacție negativă asigură îmbunătățirea parametrilor întregului amplificator (distorsiunile și caracteristica de frecvență). Regimul de c.c. al tranzistoarelor din AAF este stabilit prin R_{70}, R_{71}, R_{77} și R_{80} pentru T_{12}, R_{81}, R_{82}. R_{83-84} pentru T_{13} și R_{85}, R_{86} pentru tranzistoarele finale T_{14}, T_{15}. Rezistența R_{85} este un termistor de tip MMT-12 cu coeficient negativ de temperatură, care așa cum este cunoscut, termostabilizează curentul de repaus al etajului final, menținîndu-l aproximativ constant (3—4 mA) în domeniul uzual de temperatură.

Sarcina etajului final este transformatorul de ieșire Tr_2 în secundarul căruia este conectat difuzorul de tip 0,5 GD-17 (0,5 ГД-17) cu impedanța de 8 Ω. Etajul final utilizează două tranzistoare de tip P 13 (П 13), cu care se poate asigura o putere de ieșire de aprox. 100 mW pentru distorsiuni de 10%. Sensibilitatea amplificatorului de AF este de aprox. 200 mV, dacă cele 4 tranzistoare au $\beta = 50—80$. Banda de frecvență redată este cuprinsă între 400 Hz și 5 000 Hz. Utilizarea unor tranzistoare de tipul EFT 321—322 sau 323 permite creșterea puterii etajului final la aprox. 300 mW, înlăturîndu-se dezavantajul tranzistoarelor П 13 la care puterea de ieșire este redusă. În cazul utilizării tranzistoarelor EFT, impedanța difuzorului se poate

reduce la 3—4 Ω, prin mărirea încărcării etajului final obţinîndu-se mărirea puterii la 300 mW.

În fig. 4.6 este arătată schema unui AAF analog cu cel descris anterior dar cu parametri superiori. Această schemă asigură o putere de ieşire de 0,5—1 W şi o sensibilitate de cca. 100 mV la intrare. Puterea etajului final se obţine prin utilizarea

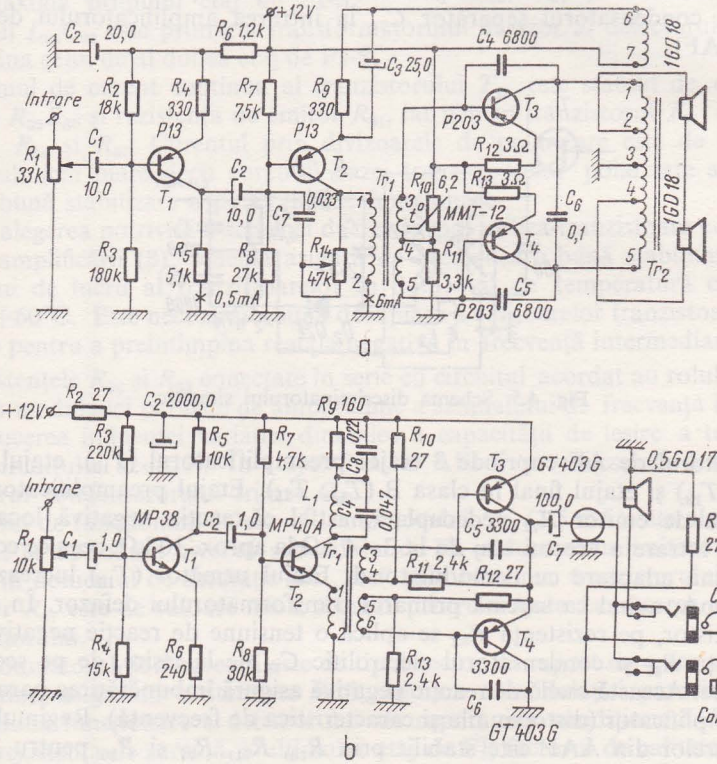


Fig. 4.6. Scheme practice de AAF:
a — cu transformator de ieşire; *b* — fără transformator de ieşire.

tranzistoarelor P 201 (П 201) (203), sarcina fiind formată din două difuzoare de tipul 1 GD 18 (1 ГД 18) conectate în serie.

Banda de frecvenţe este cuprinsă între 50 şi 12 000 Hz, iar coeficientul de distorsiuni neliniare de cca. 5%. Schema etajelor preamplificatoare (fig. 4.6, *a*) se distinge de schema din fig. 4.4 prin aceea că tensiunea de reacţie negativă care se aplică etajului defazor se ia de pe o înfăşurare secundară specială a transformatorului de ieşire. Reglajul de ton eficient în domeniul frecvenţelor înalte se realizează cu ajutorul unui circuit dependent de frecvenţă (R_{14}, C_7) conectat între colectorul şi baza tranzistorului T_2; la frecvenţa de 7 000 Hz, adîncimea reglajului este de cca. 6 dB.

Etajul final al schemei de AAF din fig. 4.6 lucrează în clasa AB. Utilizarea acestui regim permite obținerea unui randament global al etajului final de AF de cca. 50—60%, ceea ce este important atunci cînd televizorul se alimentează la baterii. Pe de altă parte, etajele finale în clasa AB și B au distorsiuni neliniare relativ mari. Distorsiunile neliniare ale etajelor finale sînt determinate în mare măsură de neliniaritatea caracteristicii de intrare $I_B = f(U_{BE})$ și de transfer $I_c = f(U_{BE})$ ale tranzistoarelor. Caracteristica de transfer rezultată, și care înglobează ambele caracteristici, este caracteristica $I_c = f(I_B)$, care depinde direct și de amplificarea β în curent continuu, diferită de la tranzistor la tranzistor. Tocmai aceasta caracteristică de transfer este cauza distorsiunilor de gradul 2 (armonici pare). În domeniul curenților mari de lucru, caracteristica $I_c = f(I_B)$ este foarte neliniară la cele mai multe tranzistoare (chiar la cele mai moderne) și determină apariția distorsiunilor de gradul 3 (armonici impare), chiar dacă la toate celelalte caracteristici cele două tranzistoare din etajul final sînt absolut identice (pereche). Distorsiunile de ordinul 3 rezidă în „turtirea" vîrfului sinusoidei. Considerentele expuse mai sus conduc la concluzia că la dimensionarea etajelor finale de putere se admite lucrul numai pe porțiunea liniară a caracteristicii de intrare evitîndu-se lucrul la curenți apropiați de curenții maximi admiși ai tranzistoarelor la care β scade foarte mult. Împerecherea tranzistoarelor finale este o operație destul de complexă, dar pentru scopuri practice este satisfăcătoare împerecherea doar la curentul maxim de lucru din schemă, astfel ca β să nu difere cu mai mult de 20—25%. Cele expuse mai sus s-au referit la distorsiunile neliniare care apar în mod inerent la curenți mari de lucru (la puteri apropiate de puterea maximă a etajului final). Dar și la curenți mici, respectiv la puteri mici de ieșire, apar distorsiuni din cauza neliniarității caracteristicii $I_c = f(U_{BE})$, precum și din cauza „trecerii" de pe un tranzistor pe altul (distorsiunile de trecere). Pentru a evita distorsiunile la nivele mici de semnal este preferat regimul de lucru în clasa AB la care prin polarizare potrivită curentul de repaus al tranzistoarelor finale este relativ mare (cam 1/10 din curentul maxim de lucru) respectiv de cca. 10—15 mA la etajele finale de AF cu puteri de ieșire de ordinul a 100—300 mW.

O altă cauză de distorsiuni este funcționarea defectuoasă a tranzistoarelor de putere la frecvențe ridicate din cauza scăderii amplificării β cu frecvența și din cauză că de la tranzistor la tranzistor frecvența limită f_β diferă mult, chiar dacă frecvența limită f_α este aceeași. Astfel, la două tranzistoare care au $f_\alpha = 200$ kHz dar care au β diferit, frecvența f_β diferă invers proporțional cu β, de exemplu: $\beta_1 = 40$, $\beta_2 = 100$, $f_{\beta 1} = 200/40 = 5$ kHz $f_{\beta 2} = 200/100 = 2$ kHz Este ușor de înțeles că la frecvența de 5 kHz tranzistorul la care $f_\beta = 5$ kHz se va produce un defazaj de 45° între tensiunea de comandă aplicată pe bază și tensiunea de pe colector în timp ce la tranzistorul cu $f_\beta = 2$ kHz defazajul la frecvența de 5 kHz va fi mult mai mare decît 45° deoarece la $f = 2$ kHz acest tranzistor produce deja un defazaj de 45°. De aceea, la frecvențele mari audio, adică la 10—15 kHz apar distorsiuni de frecvență importante în etajele finale. Pentru compensarea acestui neajuns, se utilizează un circuit local de reacție negativă dependentă de frecvență în etajul final: la fiecare tranzistor, se conectează de la colector la bază un condensator (în fig. 4.6, *a*, C_4 și C_5).

Termostabilizarea punctului de funcționare al tranzistoarelor etajului final se face cu ajutorul termistorului R_{10} și prin rezistențele R_{12} și R_{13} din circuitul de emitor.

În locul transformatorului de ieșire se folosește în acest amplificator un autotransformator Tr_2 care este de gabarit mai redus decît un transformator.

În regim de repaus (fără semnal) curentul prin tranzistoarele finale este de 20 mA, iar la puterea nominală 120 mA. Variația de cca. 100 mA a curentului în funcție de puterea de ieșire nu va influența tensiunea de alimentare a celorlalte etaje (în special baleiajul vertical), dacă schema este alimentată de la un redresor stabilizat.

Schemele de AAF cu transformatoare nu sînt potrivite pentru televizoare portabile. O schemă cu transformator defazor (care este relativ mic) ca în fig. 4.6, *b* este de preferat. În această schemă prezența filtrului de corecție L_1C_4 în circuitul de colector al etajului defazor aduce avantajul liniarizării caracteristicii de frecvență.

4.2.2. Schema amplificatorului AFIS-2

Amplificatorul de FI-S, demodulatorul și partea de joasă frecvență prezentate în fig. 4.7 asigură parametri mai buni decît schema anterior analizată. Amplificarea globală a AFI-S este de aproape 75 dB (5 700 ori) considerînd amplificarea ca raportul dintre tensiunea de FI de 3—4 V pe colectorul ultimului etaj de FI-S și tensiunea culeasă din amplificatorul video (cca. 700 μV). Nivelul de tensiune de la intrarea AFI-S depinde bineînțeles de nivelul semnalului video care este de aproximativ 10 V atunci cînd imaginea are contrast normal, iar valoarea minimă a semnalului de FI care se aplică detectorului de raport pentru ca acesta să lucreze într-un regim liniar este de cca. 1 V. Din aceste considerente rezultă amplificarea necesară a căii de FI-S. Amplificarea de FI-S de cca. 75 dB se poate obține cu trei etaje, în care etajul de mijloc este aperiodic, avînd ca sarcină o rezistență de 820 Ω (R_{60}) în paralel cu rezistența de intrare a tranzistorului T_{14}. Tranzistoarele GT 308 (ГТ 308) utilizate în acest amplificator sînt superioare tranzistoarelor P 403 (П 403), astfel că amplificarea pe care acestea o oferă în condiții de stabilitate este foarte bună. Detectorul de raport simetric conține o rezistență variabilă (R_{67}) în unul din brațele sale pentru reglarea la minim a modulației parazite de amplitudine și pentru simetrizarea curbei în „S".

Întrucît la ieșirea detectorului de raport se obține o tensiune de audio frecvență mult mai mare decît în schema din fig. 4.4, amplificatorul de AF are numai 2 etaje. Etajul final lucrează în clasă AB cu 2 tranzistoare de tipul MP 42 B (МП 42 Б), curentul de repaus fiind de 10 mA. Se vede că aceste tranzistoare sînt comandate direct de semnalul de AF obținut pe etajul inversor: pe colector tensiunea de AF este defazată cu 180° față de tensiunea de pe emitor astfel că tranzistoarele finale sînt excitate corect ca polaritate. Difuzorul 0,15 GD-17 (0,5 ГД 17) este conectat la punctul median al etajului final prin intermediul condensatorului electrolitic C_{82}.

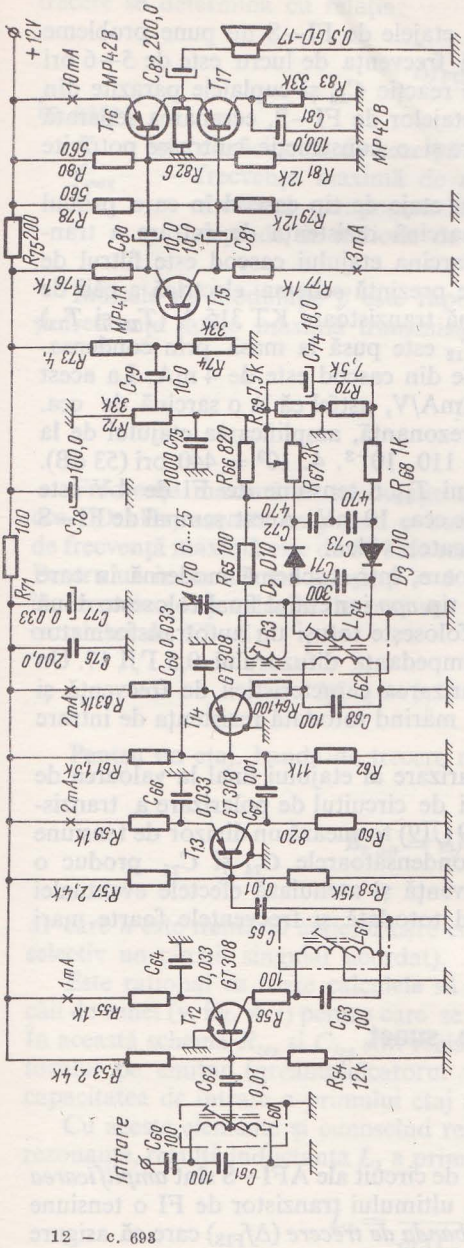


Fig. 4.7. Schema practică a lanțului de sunet al AFIS—2.

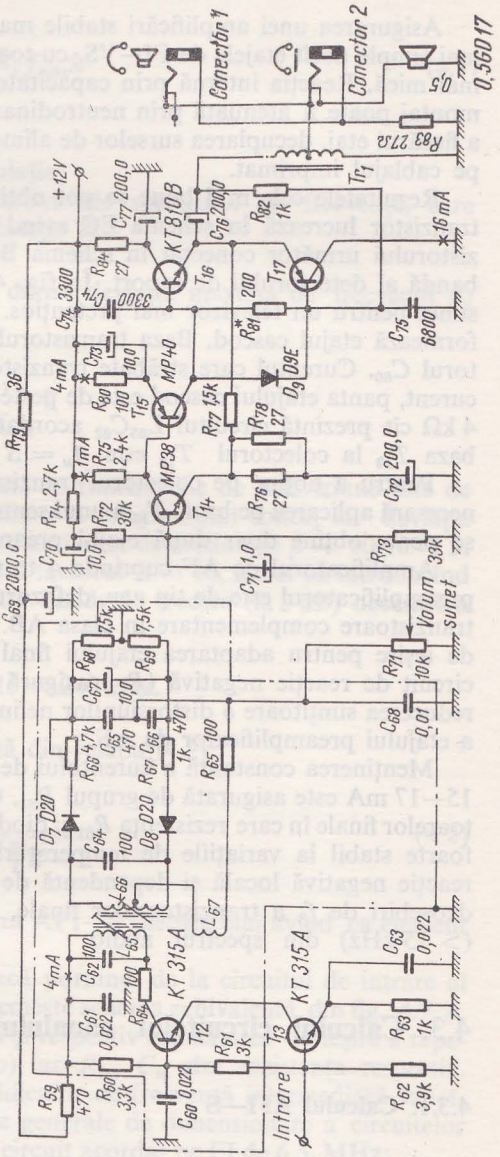


Fig. 4.8. Schema practică a lanțului de sunet al AFIS—3.

4.2.3. Schema unui amplificator de înaltă calitate (AFIS—3)

Asigurarea unei amplificări stabile mari în etajele de FI—S nu pune probleme mai simple decît etajele de FI—VS, cu toate că frecvența de lucru este de 5—6 ori mai mică. Reacția internă prin capacitatea de reacție C_{12} și cuplajele parazite din montaj poate fi atenuată prin neutrodinarea etajelor de FI—S, ecranarea separată a fiecărui etaj, decuplarea surselor de alimentare și o construcție cu trasee potrivite pe cablajul imprimat.

Rezultatele cele mai bune se pot obține cu etaje de tip cascod în care primul tranzistor lucrează în schema EC avînd ca sarcină rezistența de intrare a tranzistorului următor conectat în schema BC. Sarcina etajului cascod este filtrul de bandă al detectorului de raport. În fig. 4.8 se prezintă schema electrică a căii de sunet pentru un televizor mai pretențios. Două tranzistoare KT 315 A (T_{12} și T_{13}) formează etajul cascod. Baza tranzistorului T_{12} este pusă la masă prin condensatorul C_{60}. Curentul care străbate tranzistoarele din cascod este de 4 mA. La acest curent, panta etajului cascod este de peste 110 mA/V, astfel că la o sarcină de cca. 4 kΩ cît prezintă circuitul $L_{65}C_{62}$ acordat la rezonanță, amplificarea etajului de la baza T_{13} la colectorul T_{12} este $A_u = S\,R = 110 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^3 = 440$ ori (53 dB).

Pentru a obține pe colectorul tranzistorului T_{12} o tensiune de FI de 4 V este necesară aplicarea pe baza T_{13} a unui semnal de cca. 10 mV. Acest semnal de FI—S se poate obține doar după etajul preamplificator video.

Amplificatorul de AF cuprinde 4 tranzistoare, într-o schemă modernă în care preamplificatorul este de tip *npn*, defazorul de tip *npn* iar etajul final folosește două tranzistoare complementare în clasa AB. Se folosește totuși un autotransformator de ieșire pentru adaptarea etajului final la impedanța difuzorului 0,5 ГД 17. Un circuit de reacție negativă (R_{77}) asigură liniarizarea caracteristicii de frecvență și reducerea simțitoare a distorsiunilor neliniare, mărind totodată rezistența de intrare a etajului preamplificator de AF.

Menținerea constantă a curentului de polarizare al etajului final la valoarea de 15—17 mA este asigurată de grupul R_{84}, C_{77} și de circuitul de polarizare a tranzistoarelor finale în care rezistența R_{81} și dioda D9 (Д9) formează un divizor de tensiune foarte stabil la variațiile de temperatură. Condensatoarele C_{74} și C_{75} produc o reacție negativă locală și dependentă de frecvență și atenuiază efectele eventualei deosebiri de f_β a tranzistoarelor finale, tăind totodată și frecvențele foarte mari (> 15 kHz) din spectrul audio.

4.3. Calculul circuitelor canalului de sunet

4.3.1. Calculul AFI—S

Ca date inițiale pentru calculul elementelor de circuit ale AFI—S sînt *amplificarea* (K_{max}) necesară pentru a obține pe colectorul ultimului tranzistor de FI o tensiune suficientă care să atace detectorul de raport și *banda de trecere* (Δf_{FIS}) care să asigure

trecerea nedistorsionată a purtătoarei de FI—S modulată în frecvență. Banda de trecere se determină cu relația:

$$\Delta f_{FIS} = K_r f_{max} k \tag{4.1}$$

în care:

K_r este coeficientul de rezervă;
f_{max} — frecvența maximă de modulație;
k — numărul componentelor efective ale spectrului de frecvențe, care depinde de indicele de modulație β.

Indicele de modulație β este raportul dintre deviația maximă de frecvență Δf și frecvența audio maximă transmisă:

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_{max}}.$$

Frecvența maximă de modulație utilizată în transmisiile de televiziune este de cca. 10 kHz, aceasta asigurînd o bună calitate a programului sonor, iar deviația de frecvență maximă este de 50 kHz rezultînd un indice de modulație $\beta = 50/10 = 5$. Pentru un indice de modulație $\beta = 5$ rezultă factorul $K = 16$, astfel că introducînd în formula (4.1) valorile de mai sus rezultă banda de trecere (la 3 dB) necesară a canalului de FI—S:

$$\Delta f_{FIS} = 1{,}5 \cdot 10 \cdot 16 = 240 \text{ kHz}.$$

Pentru un etaj, banda de trecere rezultă din relația (4.2):

$$B_{3\,dB} = \Delta f_{FIS} \frac{1}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}}, \tag{4.2}$$

ar care n este numărul etajelor care compun AFI—S (fiecare etaj avînd ca element selectiv un circuit singular acordat).

Este rațional ca toate calculele să se facă pornind de la circuitul de intrare al căii de sunet (v. fig. 4.7) pentru care se întocmește schema echivalentă din fig. 4.9, *a*. În această schemă R_{ies} și C_{ies} sînt rezistența și respectiv capacitatea de ieșire a repetorului pe emitor (preamplificatorul video) iar R_{in}, C_{in} sînt rezistența respectiv. capacitatea de intrare a primului etaj amplificator de frecvență intermediară sunet.

Cu aceste elemente și cunoscînd relațiile generale de dimensionare a circuitelor rezonante, rezultă inductanța L_1 a primului circuit acordat pe FI de 6,5 MHz:

$$L_1 = \frac{1}{\omega_i^2 (C_1 + p^2 C_{in} + C_2)} \tag{4.3}$$

în care:

— p este factorul de conectare al tranzistorului la circuitul rezonant;
— $\omega_i = 2\pi f_i$ — frecvența unghiulară corespunzătoare frecvenței intermediare f_i;
— C_1, C_2 — capacitățile divizorului de tensiune din fig. 4.9, *a* și care se aleg astfel ca valoarea inductanței să nu depășească 3—4 μH, pentru ca bobina să fie ușor realizabilă.

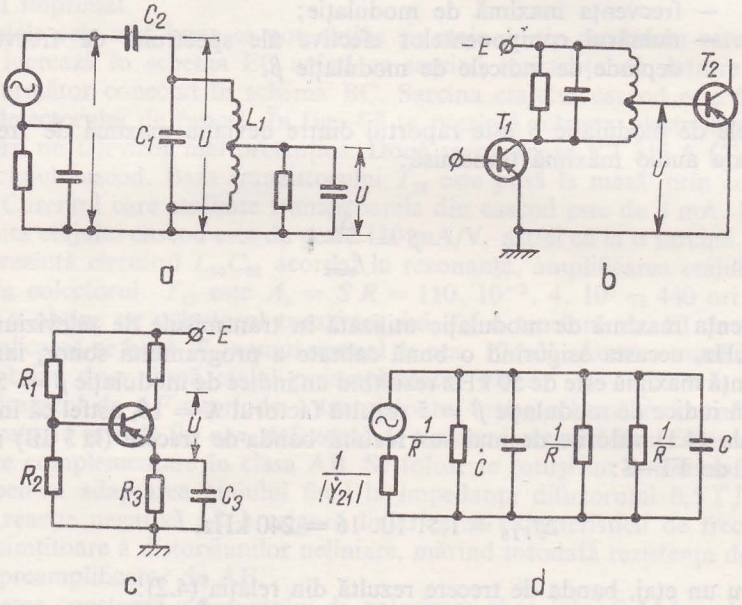


Fig. 4.9. Circuitele de reglaj ale etajelor AFIS:
a — schema echivalentă; *b* — circuite de reglaj a etajelor; *c* — schema simplificată a etajelor AFIS; *d* — schema echivalentă a circuitului de ieșire.

Coeficientul de transfer al circuitului acordat este raportul între tensiunea de la ieșire și cea de la intrare:

$$K_p = \frac{U_{in}}{U_{ies}} = \frac{p\,|Z_1|}{|Z_{ies}|}$$

în care:

$$\dot{Z}_1 = \frac{1}{p^2/R_{in} - j\left(\omega_i C_1 + \dfrac{1}{\omega_i L_1}\right)} \tag{4.4}$$

$$\dot{Z}_{ies} = R_{ies} + \frac{1}{j\,\omega_p C_{ies}}.$$

Este evident că la dimensionarea etajului amplificator din fig. 4.9, *b* se are în vedere obținerea amplificării maxime la o bandă de trecere impusă; factorul de conectare p se alege astfel încît să se asigure amortizarea circuitului acordat de la factorul de calitate Q_0 la factorul de calitate Q_s care asigură banda de trecere. Factorul de conectare depinde de rezistența de intrare R_{in} a tranzistorului de FI și de rezistența în sarcină a circuitului acordat (rezistența de rezonanță R_s în cazul AFI—S va fi mai mare de 10—15 kΩ). Din necesități de bandă de trecere factorul de calitate în gol va fi $Q_s = 70—80$, rezultînd din relația:

$$Q_s = \frac{f_i}{B_{3\ dB}}. \tag{4.5}$$

Factorul de conectare p se determină cu relația:

$$p = \sqrt{\frac{R_{in}}{R_S}\left(\frac{Q_0}{Q_s} - 1\right)}. \tag{4.6}$$

Cu elementele de mai sus, amplificarea de tensiune a primului etaj de FI va fi:

$$K_1 = \frac{|\dot{Y}_{21}|\sqrt{R_{in}\,R_{ieș}}}{2(1 + R_{in}/p^2R_0)}, \tag{4.7}$$

iar capacitatea de acord a circuitului C_0 va trebui să fie:

$$C_0 = \frac{Q_0}{2\pi f_i R_0}. \tag{4.8}$$

Se înțelege că această capacitate de acord C_0 rezultă din însumarea capacităților montajului (C_m), a condensatorului fizic C_A a capacității de ieșire $C_{ieș}$ a repetorului și a capacității de intrare transpusă, astfel că valoarea fizică a condensatorului de acord va fi:

$$C_A = C_o - C_{ieș} - p^2C_{in} - C_m. \tag{4.9}$$

Calculul schemei în curent continuu se reduce la determinarea valorilor rezistențelor de polarizare R_1, R_2 și R_E, conform schemei din fig. 4.9, *c*, astfel încît în curent continuu prin tranzistor să treacă curentul de lucru necesar:

$$R_1 = \frac{U_E + U_{BE}}{I_{div}} \qquad R_2 = \frac{E - (U_E + U_{BE})}{I_{div}} \tag{4.10}$$

în care: $U_E = I_c R_E$, valoarea R_E fiind de cca. 500—1 000 Ω;
I_{div} — curentul prin divizorul de tensiune $R_1 R_2$ (cca. 1 mA);
U_{BE} — se determină din caracteristicile statice (cca. 0,3 V la tranzistoarele cu germaniu şi cca. 0,75 V la tranzistoarele cu siliciu).

Pentru schema de polarizare în c.c. rezultă factorul de stabilitate termică S_k:

$$S_k = \frac{R_1 R_2 + R_E R_2 + R_E R_1}{R_1 R_2 + R_E R_2 + R_E R_1 - \dfrac{R_1 R_2 \beta}{1 + \beta}}, \tag{4.11}$$

în care β este amplificarea în curent continuu a tranzistorului. Calculul polarizării în c.c. al celorlalte etaje de FI—S se face în mod similar.

Calculul amplificării de tensiune K_a a etajului aperiodic (fără circuit acordat ca sarcină) se face astfel:

$$K_a = \frac{|\dot{Y}_{21}|}{1/R_E + \omega_i C_E} \tag{4.12}$$

în care R_E şi C_E sînt rezistenţa, respectiv capacitatea echivalentă care se determină cu ajutorul schemei echivalente din fig. 4.9, *d*:

$$\frac{1}{R_E} = \frac{1}{R_{ieş}} + \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{in}} \tag{4.13}$$

$$C_E = C_{ieş} + C_{in} + C_m.$$

Elementele schemei detectorului de raport se aleg din considerentul principal de a se asigura o atenuare maximă a modulaţiei parazite de amplitudine în banda de trecere a canalului de sunet. Constanta de timp τ_s a sarcinei detectorului de raport se alege astfel încît la frecvenţa minimă de modulaţie, să nu apară o modulaţie de amplitudine supărătoare. Practic, la detectoarele simetrice se alege $C_1 = C_2 = 5 + 10$ μF (v. fig. 4.1, *d*). În această situaţie, rezistenţa de sarcină a detectorului va fi:

$$R_1 = R_2 = \tau_s / C_1. \tag{4.14}$$

Exemplul 4.1. Se calculează elementele principale de circuit pentru schema AFIS—2 (conform fig. 4.7), avînd la bază următoarele date de plecare: $E = 12$ V, $\Delta f_{FIS} = 240$ kHz, $K_{max} \geqslant 5\,700$ care asigură o sensibilitate la intrare de 700 μV). Se utilizează tranzistoarele ГТ 308 care la $f = 6{,}5$ MHz şi $I_c = 3$ mA au următorii parametrii: $R_{in} \approx 500\ \Omega$, $C_{in} \simeq 150$ pF, $R_{ieş} \simeq 2$ kΩ, $C_{ieş} \approx 10$ pF şi panta $|\dot{Y}_{21}| \approx 85$ mA/V.

a. Pentru calcul, este necesară cunoaşterea parametrilor repetorului pe emitor din amplificatorul video, echipat cu tranzistorul P 502 V (П 502 B). Din capitolul precedent se cunoaşte că $R_{ies} = 50\,\Omega$, $C_{ies} = 1200$ pF.

b. Se alege o valoare a coeficientului de conectare $p = 0{,}3$ pentru conectarea primului tranzistor din FI—S la circuitul rezonant.

c. Adoptînd $C_1 = C_2 = 100$ pF, cu relaţiile (4.3) şi (4.4) se determină:

$$L_1 = \frac{1}{(2 \cdot 3{,}14 \cdot 6{,}5 \cdot 10^6)^2 (100 \cdot 101^{-12} + 0{,}3 \cdot 0{,}3 \cdot 220 \cdot 10^{-12} + 100 \cdot 10^{-12})} \approx 3\mu\text{H}$$

$$|\dot{Z}_1| = \left| \frac{1}{(0{,}3)^2/500 - \text{j}\, 2 \cdot 3{,}14 \cdot 6{,}5 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \dfrac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 6{,}5 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^{-6}}} \right| \approx 200\,\Omega$$

$$|\dot{Z}_{ies}| = \sqrt{R_{ies}^2 + 1/(\omega C_{ies})^2} = \sqrt{50^2 + \frac{1}{(2 \cdot 3{,}14 \cdot 6{,}5 \cdot 10^6 \cdot 1200 \cdot 10^{-12})^2}} = 55\,\Omega$$

$$K_p = \frac{0{,}3 \cdot 200}{55} = 1{,}09.$$

d. Coeficientul de transfer se obţine în practică ceva mai mic decît 1.

Pentru calculul circuitelor rezonante, conform relaţiei (4.2) se determină pentru $n = 3$ (3 circuite singulare acordate ale amplificatorului), banda de trecere în sarcină pentru fiecare circuit acordat:

$$B_{3\text{dB}} = 240 \frac{1}{\sqrt{\sqrt[3]{2} - 1}} = 470 \text{ kHz}.$$

e. Adoptînd $R_0 = 15$ kΩ şi $Q_0 = 80$, cu relaţiile (4.5)···(4.9) se va determina:

— factorul de calitate în sarcină: $Q_S = \dfrac{6{,}5 \cdot 10^6}{470 \cdot 10^3} \approx 14$;

— factorul de conectare: $p = \sqrt{\dfrac{0{,}5 \cdot 10^3}{15 \cdot 10^3} \left(\dfrac{80}{14} - 1\right)} = 0{,}4$;

— amplificarea: $K_1 = \dfrac{85 \cdot 10^{-3} \sqrt{500 \cdot 2 \cdot 10^3}}{2\left(1 + \dfrac{500}{0{,}4^2 \cdot 15 \cdot 10^3}\right)} = 35$ ori;

— capacitatea de acord: $C_0 = \dfrac{80}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 6{,}5 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^3} = 130$ pF.

Valoarea condensatorului C_A (fizic) conform relației (4.9) va fi:

$$C_A = 130 - 10 - 150 \cdot 0{,}4^2 - 5 = 90 \text{ pF (se ia } C_0 = 100 \text{ pF)}$$

(aici s-a considerat capacitatea montajului $C_m = 5$ pF).

f. Schema de c.c. se calculează pentru un curent al divizorului bazei (I_{div}) de 1 mA.

— se ia $R_E = 560\ \Omega$ și rezultă $U_E = I_c \cdot R_E = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 560 = 1{,}65$ V;

— din caracteristicile statice pentru $U_{CE} = 10 - 11$ V, rezultă o tensiune $U_{BE} \cong 0{,}25$ V necesară pentru a „forța" prin tranzistor curentul de 3 mA;

— rezistențele de polarizare au valorile:

$$R_1 = \frac{1{,}65 + 0{,}25}{1 \cdot 10^{-3}} = 1{,}9 \text{ k}\Omega \text{ (se ia 1,8 k}\Omega \text{ valoare normalizată)}$$

$$R_2 = \frac{12 - (1{,}65 + 0{,}25)}{1 \cdot 10^{-3}} = 10 \text{ k}\Omega$$

— considerînd valoarea medie $\beta = 30$ a amplificării în c.c., rezultă:

$$S = \frac{1{,}8 \cdot 10 + 0{,}56 \cdot 10 + 0{,}56 \cdot 1{,}8}{1{,}8 \cdot 10 + 0{,}56 \cdot 10 + 0{,}56 \cdot 1{,}8 - 1{,}8 \cdot 10 \dfrac{30}{1 + 30}} \approx 4.$$

La acest factor de stabilitate termică, montajul va lucra stabil pînă la temperatura de + 60°C.

g. Pentru calculul amplificării etajului aperiodic de FI se determină cu relația (4.13) valorile $1/R_E$ și C_E, considerînd $R_S = 820\ \Omega$ și $C_m = 5$ pF:

$$1/R_E = \frac{1}{2 \cdot 10^3} + \frac{1}{820} + \frac{1}{500} = 3{,}72 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega}$$

$$C_E = 15 + 150 + 5 = 170 \text{ pF}.$$

Cu aceste valori rezultă amplificarea:

$$K_a = \frac{85 \cdot 10^{-3}}{3{,}72 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 3{,}14 \cdot 6{,}5 \cdot 10^6 \cdot 170 \cdot 10^{-12}} = 8 \text{ ori.}$$

h. Ultimul etaj de FI are o amplificare K_3 ceva mai mică decît a primului etaj, rezistența de sarcină R_s a etajului fiind mai mică deoarece circuitul acordat este amortizat de secundarul și terțiarul detectorului de raport ($R_s = 10$ kΩ) astfel că din relația (4.7) rezultă:

$$K_3 = \frac{85 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{500 \cdot 2 \cdot 10^3}}{2\left(1 + \dfrac{500}{0{,}4^2 \cdot 10 \cdot 10^3}\right)} = 30 \text{ ori.}$$

j. Amplificarea globală calculată a amplificatorului se determină înmulțind amplificările celor 3 etaje:

$$A_u = K_1 K_a K_3 = 35 \cdot 8 \cdot 30 = 8\,400 \text{ ori,}$$

ceea ce depășește nivelul impus (5 700 ori).

k. Elementele sarcinii detectorului de raport se calculează luînd în considerare $C_1 = C_2 = 10\ \mu F$ și constanta de timp $\tau_s = 0{,}1$ s ($f = 10$ Hz) :

$$R_1 = R_2 = \frac{0{,}1}{10 \cdot 10^{-6}} = 10\ k\Omega.$$

4.3.2. Calculul amplificatorului de audiofrecvență

Etajele de AAF sînt binecunoscute, iar calculul acestora se prezintă în multe lucrări de care desigur dispune cititorul. De aceea aici nu se vor mai repeta problemele simple cunoscute ci se vor da doar unele indicații specifice amplificatoarelor de AF pentru televizoarele mici. Cerințele de calitate pentru AAF al unui TV portabil nu trebuie exagerate fiind mai importantă realizarea unui amplificator de gabarit cît mai redus și cu consum de energie cît mai mic decît performanțe electrice deosebite.

Datele inițiale ale unui AAF sînt: puterea de ieșire $P_{ieș}$, rezistența sarcinei R_s, tensiunea de alimentare E, rezistența de intrare R_{in} și sensibilitatea la intrare U_{in}, frecvențele audio limită de redare f_{min} și f_{max} ale amplificatorului.

Rezultatele ce se urmăresc prin calcul sînt următoarele: curentul de polarizare (fără semnal), elementele circuitului de polarizare în c.c., determinarea regimului de încărcare a etajului final în curent alternativ, verificarea caracteristicei dinamice de ieșire, calculul puterii de ieșire, a curentului maxim (curentul de puls) care străbate tranzistoarele finale și a puterii disipate de tranzistoarele finale. Calculul transformatoarelor de ieșire și de defazare (dacă amplificatorul are așa ceva) face de asemenea obiectul calculelor de AF.

Amplificatorul de AF al televizoarelor trebuie să aibă o sensibilitate de cca 100 mV pe o rezistență de intrare de cca. 10 kΩ. Această condiție rezultă din tensiunea de audiofrecvență care este obținută la ieșirea detectorului de raport.

Cunoscînd R_{in} și U_{in}, se determină amplificarea de putere necesară a AAF:

$$K_p = \frac{P_{ieș} R_{in}}{U_{in}^2} \approx 60\ dB.$$

Pentru etajele fără transformator de ieșire, preferate în TV portabile (v. fig. 4.2, *b*), se au în vedere următoarele:

Curentul maxim de colector (de puls) se determină cunoscînd rezistența de sarcină R_s și puterea de ieșire; acest curent determină alegerea tipului de tranzistor:

$$I_{c\ max} = \sqrt{\frac{2 P_{ieș}}{R_s}} \quad \text{sau} \quad I_{c\ max} = \frac{E - 2 U_{rez}}{2 R_s}. \tag{4.15}$$

Tensiunea necesară de alimentare se determină cu relația:

$$E_A = 2 (\sqrt{2 R_s P_{ieș}} + U_{rez}) \tag{4.16}$$

în care U_{rez} este tensiunea reziduală de colector atunci cînd tranzistorul conduce curentul $I_{c\,max}$ (tensiunea de cot sau de saturație) și care se determină din caracteristicile statice.

Tensiunea E_c nu trebuie să depășească tensiunea U_{CE} a tranzistorului. Curentul de repaos în clasa AB trebuie să nu depășească cîteva procente din curentul maxim:

$$I_{c0} = (0{,}05 - 0{,}1)\, I_{c\,max}. \tag{4.17}$$

Tensiunea de polarizare U_{BE} care determină curentul de polarizare se determină din caracteristicile statice, și este de obicei 0,20—0,25 V, iar divizorul de tensiune al etajului final se calculează în modul cunoscut. Condensatorul de cuplaj C_4 cu difuzorul se determină cu relația:

$$C_4 \geqslant \frac{1}{(2-3) f_m R_s} \tag{4.18}$$

în care f_m — frecvența minimă (cea mai joasă) a amplificatorului. Preamplificatorul schemei din fig. 4.2, *b* este un etaj inversor cu sarcină divizată. Cum circuitul de emitor se prezintă ca un repetor pe emitor, etajul este controlat de o puternica reacție negativă (rezistența de emitor nedecuplată), astfel că amplificarea de tensiune a etajului inversor este subunitară. Rezistența de intrare, amplificarea de curent și de tensiune, gradul de distorsiuni neliniare, capacitatea dinamică de intrare se calculează practic cu relațiile valabile pentru etajul repetor de emitor. Rezistențele R_3 și R_4 ale etajului inversor se determină în funcție de căderile de tensiune admisibile în aceste rezistențe considerînd schema ca un simplu divizor de tensiune; curentul divizorului este de fapt curentul tranzistorului și se determină din necesități dinamice și anume: tensiunea ce se obține pe rezistențele R_3 și R_4 trebuie să fie de ordinul a 0,5—0,6 V, adică suficientă pentru a comanda tranzistoarele finale pînă la curentul maxim $I_{c\,max}$ calculat. Condensatoarele de cuplaj C_2 și C_3 (din fig. 4.2, *b*) se determină din considerente de frecvență minimă de trecere, socotind că rezistența de sarcină este rezistența dinamică de intrare (maximă) a unuia din tranzistoarele finale.

Exemplu de calcul: Se calculează un AAF conform fig. 4.2, *b*, avînd următoarele date: $E = 12$ V; $R_s = 8\Omega$ (difuzor 0,5 ГД 17), $P_{ies} = 0{,}3$ W, $f_m = 300$ Hz, $f_M = 8\,000$ Hz. După relațiile (4.15) ... (4.18) se determină:

$$I_{c\,max} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0{,}3}{8}} = 274 \text{ mA pentru a obține puterea de } 0{,}3 \text{ W}.$$

Pentru acest curent sînt potrivite tranzistoarele de tipul ГТ 403, la care pentru $I_c \approx 275$ mA, $U_{CE\,sat}$ (adică U_{rez}) este de cca. 1 V. În această situație, deoarece tensiunea de alimentare de 12 V ar forța prin tranzistoarele finale un curent mult mai mare și anume:

$$I_{c\,max} = \frac{12 - 2 \cdot 1}{2 \cdot 8} = 625 \text{ mA},$$

curent care ar distruge tranzistoarele finale, este necesară reducerea tensiunii de alimentare de la $E = 12$ V la tensiunea E_1 de alimentare a etajului final:

$$E_A = 2(\sqrt{2 \cdot 8 \cdot 0{,}3} + 1) = 6{,}4 \text{ V}.$$

Se stabileşte curentul de repaos în clasă AB: $I_{c0} = 0{,}1\ I_{c\,max} = 27{,}5$ mA. Înseamnă că utilizînd o rezistenţă filtru se poate reduce tensiunea E la valoarea E_A :

$$R_f = \frac{12 - 6{,}4}{27{,}5 \cdot 10^{-3}} = 200\ \Omega.$$

Se determină valoarea C_4; ştiind că $R_s = 8\ \Omega + 2\ \Omega$ ($2\ \Omega$ este R_E)

$$C_4 \geqslant \frac{1}{2 \cdot 300 \cdot 10} = 165\ \mu\text{F} \text{ (se ia 200 } \mu\text{F)}.$$

În cazul cînd din alte considerente este necesară adoptarea unei scheme de AAF cu transformator defazor şi de ieşire, calculele constructive pentru transformatoare (circuitul magnetic şi calculul înfăşurărilor) se efectuează cu datele obţinute din calculul electric, ţinîndu-se seama mai ales de asigurarea unor inductanţe suficiente pentru asigurarea trecerii frecvenţei minime audio. Constructiv, transformatoarele pentru TV portabile se realizează în execuţie blindată utilizînd miezuri III sau IIIJI, din material de mare permeabilitate ca de pildă permalloy tipul H 80×C, H 70 M4, etc. La miezurile de permalloy nu este admisă o premagnetizare mare în c.c.; aceasta înseamnă că înfăşurările trebuie să fie străbătute de curenţi mici, de ex. primarul transformatorului defazor de curentul de colector al etajului defazor de cca. 2—4 mA iar primarul etajului final de curentul de repaos în clasă B sau AB, de cca. 3—6 mA.

În cazul etajelor finale în clasa AB în care curentul de repaos este de 20—30 mA, sau în clasă A (curenţi de 50—100 mA), deci cu premagnetizare în c.c., se utilizează miezuri cu un conţinut de 40—50% nichel, ca de ex. H 45, H 50XC şi altele care prezintă o permeabilitate mare în condiţii de premagnetizare în c.c.

Se pot utiliza şi miezuri din bandă laminată la rece de tipul Э 310—330.

Pentru transformatoarele de AF care trebuie să redea frecvenţe de ordinul a 100—200 Hz grosimea tolei va fi de 0,35—0,5 mm în cazul cînd frecvenţele înalte maxime audio trec de 10 kHz se vor folosi tole cu grosimea de 0,2—0,35 mm.

Dimensiunile miezurilor de transformator pentru AF se aleg după coeficienţii A, D care se determină cu formulele de mai jos:

— pentru transformatoarele destinate etajelor de putere în clasă A:

$$A = \frac{(1 + c)\, L_1}{\mu r_1}; \quad D = \frac{1 + c\eta}{B_{MN} f_m} \sqrt{\frac{P_{ies}}{c\eta\,(1 - \eta)}};$$

— pentru transformatoarele la care înfăşurarea primară este conectată la un etaj final în clasă B, iar secundarul în clasa A (transformatoarele de ieşire ale etajelor finale în cls. B la amplificatoarele de puteri mari):

$$A = \frac{3{,}41\, L_{1p}}{\mu r_{1p}}, \quad D = \frac{1 + 1{,}41\,\eta}{B_{MN} f_m} \sqrt{\frac{P_{ies}}{\eta\,(1 - \eta)}};$$

— pentru transformatoarele la care înfăşurarea primară lucrează în clasă A, iar secundarul în clasă B (transformatoare de intrare adică defazoare ale etajelor finale care lucrează în clasă B):

$$A = \frac{2{,}41\, L_1}{\mu r_{1\pi}}; \quad D = \frac{1{,}41 + \eta}{B_{MN} f_m} \sqrt{\frac{P_{ies}}{\eta(1-\eta)}}.$$

În formulele de mai sus L_1 şi r_1 sînt inductanţa şi respectiv rezistenţa în c.c. a înfăşurării primare a transformatorului; L_{1p}, r_{1p} — inductanţa şi rezistenţa pentru jumătatea înfăşurării primare; c — coeficientul care caracterizează raportul r_1 către rezistenţa transpusă a înfăşurării secundare; η — randamentul transformatorului; B_{MN} — amplitudinea inducţiei magnetice la semnal maxim la frecvenţa minimă audio f_m; μ — permeabilitatea materialului miezului pentru componenta alternativă a fluxului magnetic.

Utilizînd tabelele de miezuri normalizate (20) se alege tipul de miez care are factorii A şi D rezultaţi din calcul (în cazul nepotrivirii exacte a valorilor A şi D, se adoptă miezul care are factorii A şi D mai mari decît cei calculaţi.

4.4. Construcţia canalului de sunet

4.4.1. Construcţia părţii de AFIS—1

Se va prezenta în cele ce urmează constructiv amplificatorului de FIS—1 a cărui schemă electrică este dată în fig. 4.4. Montarea componentelor (pieselor) pe placa de circuit imprimat este arătată în fig. 4.10. Pe aceeaşi placă de circuit imprimat sînt montate şi piesele părţii de AF, astfel că placa cuprinde circuitul de intrare, tranzistoarele de FI T_{10} şi T_{11}, detectorul de raport cu diodele D_{11} şi D_{12} cum şi amplificatorul de AF cu tranzistoarele $T_{12, 13, 14, 15}$.

Traseele de pe circuitul imprimat satisfac condiţiile cerute pentru stabilitatea căii de sunet, piesele fiind astfel amplasate încît reacţiile parazite să fie reduse la minim. Pentru evitarea cuplajelor parazite, aducerea semnalului de FI la intrarea AFIS, ieşirea de la detectorul de raport spre potenţiometrul de volum şi intrarea în AAF sînt făcute cu cablu ecranat.

Toate bobinele de FI sînt înfăşurate pe carcase standardizate de 6 mm diametru (v. fig. 3.10, *b*). Acordul inductanţelor se face cu miezuri înşurubate în carcase. Pentru circuitele acordate pot fi folosite şi sisteme de oală-miez din carbonil de tipul СБ—1а. Toate datele de bobinaj sînt date în tabelul 4.1, de unde se vede că toate bobinele sînt realizate cu sîrmă de tipul PEV—2 (ПЭВ—2) cu diametrul de 0,21 mm.

În tabelul 4.1 sînt datele bobinelor transformatorului de FI care atacă detectorul de raport. Pe două carcase amplasate alăturat la distanţa de 11—12 mm se bobinează: bobinele L_{25} şi L_{26} pe o carcasă iar L_{27} (secundarul) pe cealaltă carcasă;

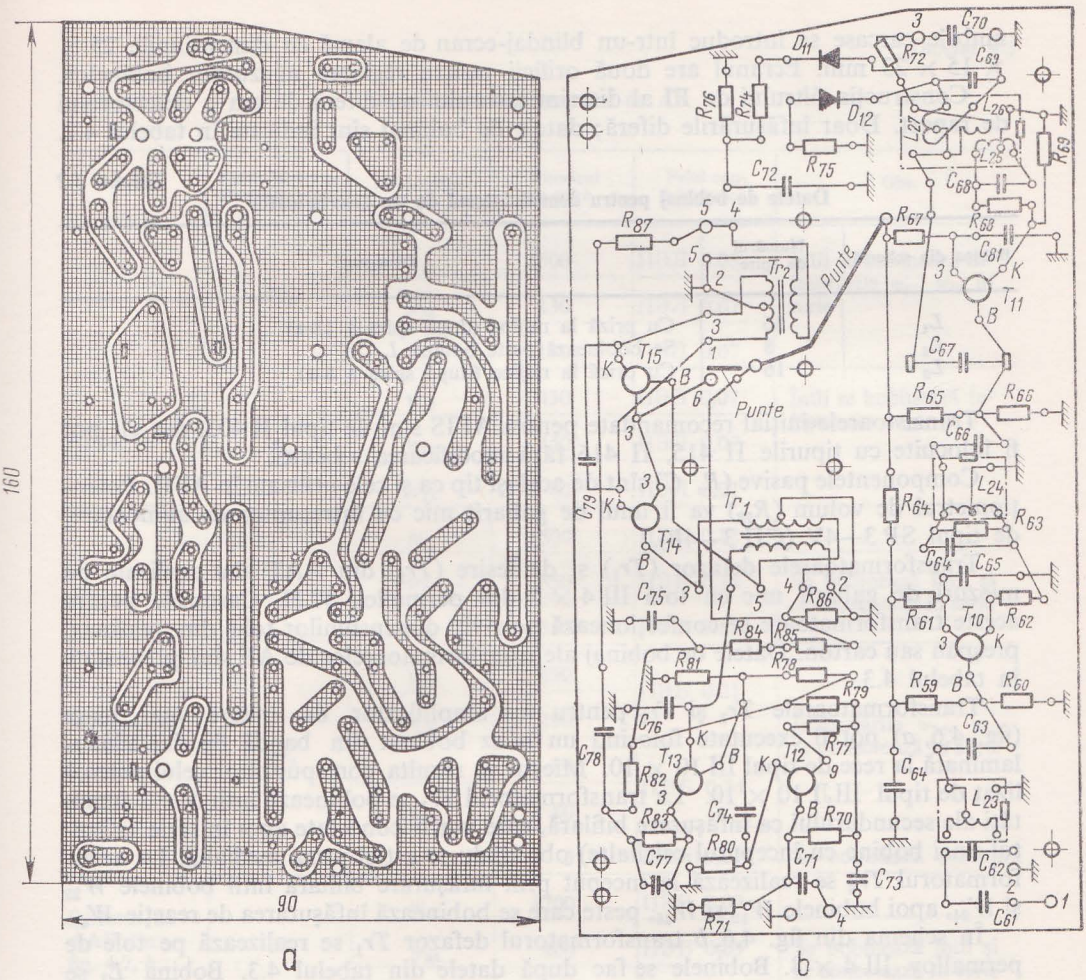


Fig. 4.10. Construcția plăcii de circuit imprimat al AFIS—1:
a — montajul circuitului imprimat; *b* — montajul componentelor (scara 1: 1,5).

Tabelul 4.1

Datele de bobinaj ale căii de sunet AFIS—1

Bobina din schemă	Numărul de spire	Observații
L_{23}	28	Priză după spira a 9-a, considerînd de la masă
L_{24}	28	Priză după spira a 9-a, considerînd de la masă
L_{25}	28	Priză după spira a 9-a, considerînd de la masă
L_{26}	12	Se bobinează peste bobina L_{25}
L_{27}	18	Priză la mijloc (de la spira a 9-a)

ambele carcase se introduc într-un blindaj-ecran de alamă cu dimensiunile 25 × × 15 × 23 mm. Ecranul are două orificii pentru reglarea miezurilor bobinelor.

Construcția filtrului de FI al discriminatorului nu diferă de cea a detectorului de raport. Doar înfășurările diferă; datele de bobinaj sînt indicate în tabelul 4.2.

Tabelul 4.2

Datele de bobinaj pentru demodulatorul de tip discriminator

Bobina din schemă	Numărul de spire	Observații
L_1	36	Cu priză la mijloc (după spira a 18-a)
L_2	8	Se bobinează peste bobina L_1
L_3	16	Cu priză la mijloc (după spira a 8-a)

Tranzistoarele inițial recomandate pentru AFIS sînt de tipul П 403, dar ele pot fi înlocuite cu tipurile П 415, П 416 fără modificarea schemei.

Componentele pasive (R, C) sînt de același tip ca și cele utilizate în AFII. Potențiometrul de volum (R_{73}) va fi unul de gabarit mic cu întreruptor de alimentare, de tipul СП 3—4V (СП 3—4В).

Transformatoarele defazor (Tr_1) și de ieșire (Tr_2) din AAF sînt realizate pe miezuri de gabarit mic cu tolă Ш 4 × 8 din permalloy 50 Н. Carcasele pentru aceste transformatoare se confecționează potrivit dimensiunilor tolei din pertinax, preșpan sau carton. Datele de bobinaj ale transformatoarelor de AF sînt prezentate în tabelul 4.3.

Transformatoarele Tr_1 și Tr_2 pentru un amplificator de putere mai mare (fig. 4.6, *a*) pot fi executate folosind un miez bobinat din bandă de fier silicios laminată la rece de tipul ШЛ 10 × 10. Miezul va rezulta corespunzător celui normalizat de tipul ШЛ 10 × 10. La transformatorul Tr_1 se bobinează întîi cele 2 jumătăți ale secundarului ca înfășurare bifilară, care vor fi conectate apoi în serie (sfîrșitul unei bobine cu începutul celeilalte) obținîndu-se astfel priza mediană. La transformatorul Tr_2 se realizează la început prin înfășurare bifilară întîi bobinele W_{23} și W_{24}, apoi bobinele W_{12} și W_{45}, peste care se bobinează înfășurarea de reacție W_{67}.

În schema din fig. 4.6, *b* transformatorul defazor Tr_1 se realizează pe tole de permalloy Ш 4 × 8. Bobinele se fac după datele din tabelul 4.3. Bobina L_1 se înfășoară pe o carcasă standard cu diametrul de 6 mm, cu miez, și conține 800 spire cu sîrmă ПЭВ—1 de 0,21 mm Ø. Bobinajul poate fi spiră cu spiră și strat cu strat sau de tipul „universal". Borna de cască va fi de tip standardizat cu diametrul de 3 sau 4 mm.

4.4.2. Construcția căii de sunet AFIS—*2*

Constructiv, schema AFIS—2 (fig. 4.7) poate fi realizată pe aceeași plăcuță de circuit imprimat ca și schema AFIS—1, operîndu-se unele mici modificări: Se introduce un etaj aperiodic de FI cu tranzistorul T_{13}, și se simplifică partea de AF (fără transformatoare).

Tabelul 4.3

Datele transformatoarelor de AF

Schema	Simbolul transformatorului	Înfășurarea	Numărul de spire	Felul conductorului	Obs.
AFIS–1	Tr_1	w_{12}	1500	ПЭЛ 0,05	Întîi se bobinează înfășurările w_{34}, w_{45} în serie
		w_{34}	130	ПЭЛ 0,07	
		w_{45}	130	ПЭЛ 0,07	
	Tr_2	w_{12}	450	ПЭЛ 0,07	Întîi se bobinează înfășurarea w_{45}
		w_{23}	450	ПЭЛ 0,07	
		w_{45}	60	ПЭЛ 0,21	
Schema de AAF din fig. 4.6, *a*	Tr_1	w_{12}	1500	ПЭВ 0,12	—
		w_{34}	550	ПЭВ 0,18	Se bobinează întîi și se conectează în serie
		w_{45}	550	ПЭВ 0,18	
	Tr_2	w_{12}	190	ПЭВ 0,21	Înfășurările w_{12}, w_{34} se conectează în serie
		w_{45}	190		
		w_{23}	80	ПЭВ 0,74	
		w_{34}	80		
		w^{67}	5	ПЭВ 0,21	Se bobinează deasupra
Schema de AAF din fig. 4.7, *b*	Tr_1	w_{12}	1200	ПЭВ 0,09	—
		w_{34}	400	ПЭВ 0,09	Se bobinează întîi și se conectează în serie
		w_{45}	400	ПЭВ 0,09	

În calea de sunet AFIS–2 se utilizează tranzistoarele ГТ 308, care prezintă parametri mai buni de înaltă frecvență. Aceste tranzistoare au și al patrulea picioruș care este masa (capsula) tranzistorului. Acest picioruș de masă va fi conectat atent la masa plăcii de circuit imprimat. Rezistențele R_{82} și R_{83} vor fi de tipul УЛИ, sau rezistențe bobinate realizate pe corpul rezistențelor МЛТ, care asigură o funcționare termic stabilă la + 30°C (temperatură ambiantă). Tranzistoarele de AF indicate în schema din fig. 4.7 pot fi înlocuite cu tranzistoare П 13, П 14, П 15, П 16.

4.4.3. Construcția căii de sunet AFIS—3

Schema amplificatorului de FI—S se asamblează pe placa de circuit imprimat a amplificatorului de cale comună FI—VS—3, așa cum se arată în fig. 3.12. Partea de AAF se va realiza pe o plăcuță separată de circuit imprimat.

Pe placa de AF se va „monta" schema de joasă frecvență cu 4 tranzistoare prezentată în fig. 4.8, schemă care folosește autotransformatorul de ieșire Tr_1, realizat pe tole de permalloy III 4 × 8. Bobinajul are 370 spire cu sîrmă ПЭ B 0,25 cu priză la 200 spire, socotind de la capătul de masă.

Transformatorul de FI al detectorului de raport se realizează astfel: pe o carcasă cu Ø 6 mm se bobinează întîi cele 36 spire (sîrmă ПЭВ—0,23) ale bobinei L_{65} iar deasupra, în mod simetric ca amplasare geometrică cele 11 spire ale bobinei terțiare L_{67}, cu același conductor de bobinaj. Pe o a doua carcasă se bobinează bifilar 16 spire cu sîrma ПЭВ 0,23, care constituie secundarul cu priză. Ambele bobine se impregnează în cerezină (parafină) după care se fixează pe placa de circuit imprimat la o distanță de 12 mm între axele carcaselor.

În amplificatoarele FIS—1 și FIS—2 erau ecranate numai circuitele acordate; în AFIS—3, se ecranează toată zona detectorului de raport împreună cu tranzistorul T_{12}, așa cum se arată (linia punctată) în fig. 4.8. Acest ecran relativ mare asigură o stabilitate mărită în funcționarea detectorului de raport și preîntîmpină radiația armonicelor superioare produse la demodulare în calea de video. Ecranul se confecționează din alamă, în conformitate cu schița din fig. 3.12, lăsînd găurile necesare pentru acordul miezurilor bobinelor L_{65} și L_{67} precum și pentru reglajul potențiometrului miniatură R_{66}.

4.5. Acordul canalului de sunet

Punerea la punct a schemei electrice a căii de sunet se începe prin verificarea regimului de funcționare în curent continuu a tuturor etajelor, măsurîndu-se prin intermediul tensiunii de emitor curentul de lucru al fiecărui etaj. Curenții de lucru al fiecărui etaj sînt indicați pe schemele electrice din figurile 4.4, 4.7 și 4.8. În cazul cînd curenții de lucru măsurați nu corespund celor specificați se verifică tranzistoarele și apoi se ajustează regimul de lucru schimbînd una din rezistențele divizorului bazei cu o rezistență de valoare ceva mai mare sau ceva mai mică, după necesitate.

Acordul circuitelor de FI—S se face prin vizualizarea caracteristicei de frecvență. Pentru aceasta, ieșirea de înaltă frecvență a unui vobler de 6,5 MHz se conectează pe sarcina detectorului video iar intrarea de joasă frecvență a voblerului se conectează, prin intermediul sondei de detecție, la baza (intrarea) ultimului etaj de FI. Se aplică nivelul necesar de la ieșire vobuloscopului (vobler cu osciloscop) astfel încît pe ecranul osciloscopului să se vadă curba de FI și se acordă miezul primului

circuit acordat astfel încît să se obțină o curbă „clopot" relativ largă dar simetrică și de amplitudine cît mai mare, așa cum se vede în fig. 4.11, *a*.

Apoi se conectează sonda de detecție la colectorul ultimului etaj de FI—S și se acordă cel de al doilea circuit de FI, obținîndu-se o curbă mai îngustă dar de amplitudine și mai mare (ca în fig. 4.11, *b*).

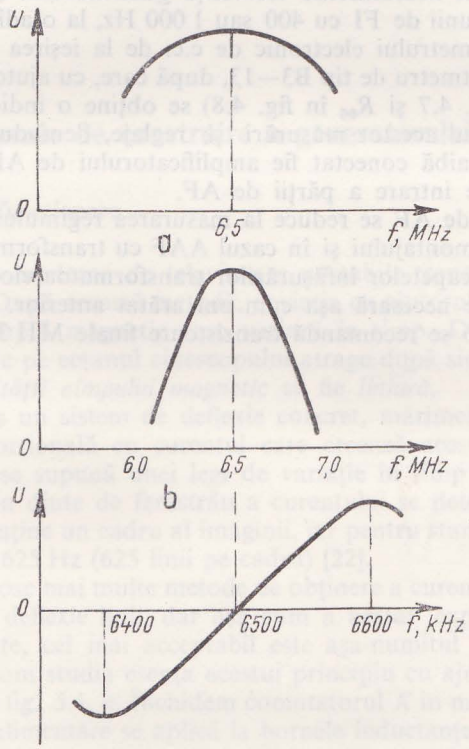


Fig. 4.11. Caracteristicile amplitudine-frecvență ale lanțului de sunet:
a – caracteristica primului etaj: *b* – caracteristica AFIS; *c* – caracteristica discriminatorului.

Se înlătură apoi sonda detectoare înlocuind-o cu un cablu obișnuit care se conectează la ieșirea detectorului de raport. Se obține acum curba în „S" specifică demodulatorului de frecvență ca în fig. 4.11, *c*. Dacă curba în „S" este nesimetrică și prea „mică" aceasta se corectează acordînd miezul ultimului circuit acordat de FI (care este primarul filtrului detectorului de raport) și a secundarului care determină în principal calitatea curbei în „S". Corectarea finală a simetriei se face cu ajutorul potențiometrului semireglabil care reglează „balansul" brațelor demodulatorului.

Acordul exact al demodulatorului se face utilizînd un GSS de tip ГТ 4—1. Se stabileşte pentru aceasta exact frecvenţa de 6,5 MHz a generatorului verificînd această frecvenţă cu un undametru calibrat cu cuarţ. Ieşirea de înaltă frecvenţă a generatorului se conectează la baza ultimului etaj de FI—S iar un voltmetru electronic cu scala de 3 V se conectează la ieşirea detectorului de raport. Mişcînd acum miezurile filtrului de FI al demodulatorului se urmăreşte obţinerea unei tensiuni minime. Apoi neschimbînd frecvenţa generatorului (6,5 MHz) se conectează modulaţia tensiunii de FI cu 400 sau 1 000 Hz, la o adîncime de 30% (m = = 0,3). În locul voltmetrului electronic de c.c. de la ieşirea demodulatorului, se conectează un milivoltmetru de tip B3—13, după care, cu ajutorul potenţiometrului de balans (R_{67} în fig. 4.7 şi R_{66} în fig. 4.8) se obţine o indicaţie minimă a voltmetrului. În tot timpul acestor măsurări şi reglaje, demodulatorul trebuie să fie în sarcină, adică să aibă conectat fie amplificatorului de AF fie o sarcină echivalentă rezistenţei de intrare a părţii de AF.

Verificarea părţii de AF se reduce la măsurarea regimului de lucru al tranzistoarelor, verificarea montajului şi în cazul AAF cu transformatoare, la verificarea conectării corecte a capetelor înfăşurărilor transformatoarelor. Împerecherea tranzistoarelor finale este necesară aşa cum am arătat anterior. De exemplu, pentru schema din fig. 4.6, *b* se recomandă tranzistoare finale МП 38 avînd $\beta = 30—50$.

Capitolul 5

Generatorul de baleiaj linii

5.1. Principii generale de construire a generatorului

5.1.1. Principiul de funcționare

La toate tipurile moderne de televizoare portabile tranzistorizate se folosește deflexia magnetică. După această metodă, deviația cu ajutorul sistemului de deflexie este realizată de cîmpul magnetic care variază în timp. Deplasarea uniformă a fasciculului electronic pe ecranul cinescopului atrage după sine necesitatea ca *legea de variație a intensității cîmpului magnetic* să fie *liniară*.

Se știe că pentru un sistem de deflexie concret, mărimea intensității cîmpului magnetic este proporțională cu curentul care creează acest cîmp. Prin urmare, curentul trebuie să se supună unei legi de variație în timp în *dinte de ferăstrău*. Frecvența variației în dinte de ferăstrău a curentului se determină după numărul de linii pe care le conține un cadru al imaginii, iar pentru standardul OIRT, această frecvență este de 15 625 Hz (625 linii pe cadru) [22].

În prezent se cunosc mai multe metode de obținere a curentului în dinte de ferăstrău în sistemele de deflexie linii, dar așa cum a arătat experiența, pentru televizoarele tranzistorizate, cel mai acceptabil este așa-numitul *principiu al comutării simetrice* [24, 25]. Vom studia esența acestui principiu cu ajutorul schemei echivalente reprezentate în fig. 5.1, *a*. Închidem comutatorul K în momentul t_1. Totodată, tensiunea sursei de alimentare se aplică la bornele inductanței sistemului de deflexie și prin aceasta circulă un curent a cărui mărime este crescătoare, conform relației cunoscute $i = \frac{1}{L}\int u_L \, dt$ (fig. 5.1, *b*). Vom considera că mărimea capacității condensatorului C, în cazul unei rezistențe interne a sursei de alimentare $R_i = 0$, nu influențează asupra variației lente a curentului. În afară de aceasta, presupunem că în schemă nu avem rezistențe active. În aceste condiții curentul crește după o lege liniară.

După un anumit timp ($t_2 - t_1$), cînd curentul ajunge la valoarea $+ I_M$, deschidem comutatorul. Variația liniară a curentului încetează, dar, pe seama energiei acumulată în inductanță, încep oscilații libere în circuitul format de inductanța sistemului de deflexie și capacitatea condensatorului C. După o jumătate de perioadă de oscilație (momentul t_3), cînd curentul în inductanță atinge valoarea $- I_M$ și își schimbă

sensul de variație, închidem din nou comutatorul. Din nou începe creșterea liniară a curentului, dar, de data aceasta, el circulă în sens invers, adică în sensul către sursă. Datorită acestui fapt, se reîntoarce în sursă energia înmagazinată pe durata perioadei precedente în cîmpul magnetic al sistemului de deflexie. Reîntoarcerea energiei

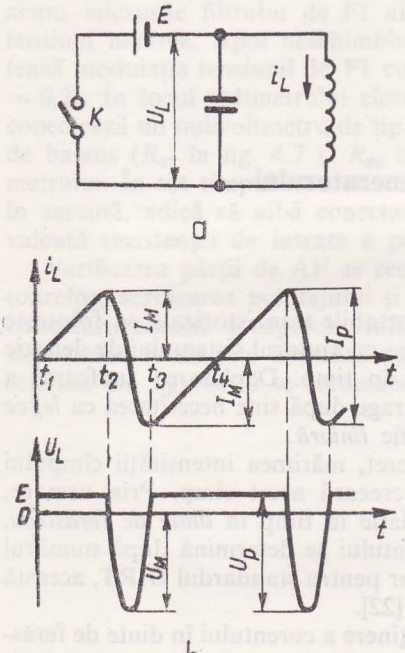


Fig. 5.1. Etajul final al GBL:
a – schema echivalentă; *b* – forma curentului și tensiunii.

în sursă continuă timp de o jumătate din cursa directă a baleiajului (pînă în momentul t_4). Apoi curentul își schimbă sensul și ciclul se repetă. În felul acesta, alegînd elementele schemei L și C, astfel încît să se asigure durata cursei inverse ($t_3 - t_2$) stabilită de un anumit standard de televiziune și închizînd și deschizînd comutatorul în momentele precizate mai sus, se poate obține forma necesară, în dinte de ferăstrău, a curentului prin bobinele de deflexie linii, reprezentată în fig. 5.1, *a* (L fiind inductanța bobinelor de deflexie).

Principiul studiat de obținere a curentului în dinte de ferăstrău se folosește astăzi în toate televizoarele tranzistorizate. El este foarte simplu, necesită un număr mic de elemente și asigură un avantaj foarte important în comparație cu alte principii. Acest avantaj constă în aceea că, în lipsa rezistențelor active în schemă, nu consumă putere de la sursa de alimentare. Dar aceasta se întîmplă numai în cazul schemei idealizate. În schemele practice există totdeauna pierderi de putere și problema esențială constă în a reduce la minim aceste pierderi.

Să examinăm acum unele caracteristici și cerințe cantitative pentru diferitele elemente ale generatorului de baleiaj linii (GBL). Mărimea necesară a amplitudinii

I_M a curentului în dinte de ferăstrău se determină în funcție de parametrii cinescopului și ai sistemului de deflexie. Această amplitudine crește cu mărirea unghiului de deflexie și a diametrului gîtului cinescopului și, de asemenea, cu micșorarea eficacității sistemului de deflexie. Pentru televizoarele portabile tranzistorizate amplitudinea curentului de deflexie, în funcție de cinescoapele folosite și de sistemele de deflexie, se află între limitele 2—7 A. Din fig. 5.1, *b*, se vede că în timpul cursei inverse în sistemul de deflexie apare un impuls de tensiune destul de mare de formă sinusoidală, care se aplică de asemenea la bornele comutatorului. Amplitudinea impulsului depinde de mărimea tensiunii sursei de alimentare, de durata cursei inverse și de factorul de calitate al circuitului *LC*. Pentru televizoarele portabile tranzistorizate, unde tensiunea sursei de alimentare, de regulă, este egală cu 12 V, iar durata cursei inverse — 12—14 μs, mărimea amplitudinii impulsului este de 80—120 V.

Astfel, comutatorul trebuie să permită trecerea unor curenți mari și să suporte tensiuni mari. Produsul dintre valorile impulsurilor de curent și de tensiune aplicate comutatorului, numit *putere de întrerupere*, reprezintă o cerință de bază a comutatorului. În afară de aceasta, după cum rezultă din principiul de funcționare al schemei, o altă cerință importantă a comutatorului o constituie necesitatea de a lăsa curentul să circule în ambele sensuri. Din principiul de funcționare al schemei rezultă, de asemenea, că schema se apropie de cea ideală numai în cazul în care comutatorul poate fi acționat suficient de rapid și în plus asigură o rezistență, cît mai mică posibil, în stare închisă și, cît mai mare posibil, în stare deschisă. După cum se va vedea în continuare, în calitate de comutator se folosesc tranzistoare a căror alegere se face pe baza cerințelor studiate.

5.1.2. Schema-bloc

Schemele reale de baleiaj linii ale televizoarelor portabile tranzistorizate, din cauza energiei mari necesare pentru deflexie și a frecvenței ridicate, consumă de la sursa de alimentare pînă la 60—70% din puterea consumată de întregul televizor. Această situație obligă ca la elaborarea schematică și constructivă a generatorului de baleiaj linii pentru un televizor portabil tranzistorizat să se manifeste o deosebită grijă.

Sub formă generală, schemele de baleiaj linii, oricît ar diferi între ele după principiul de realizare, trebuie să conțină 4 elemente de bază: *etajul final*, care asigură curentul în dinte de ferăstrău în bobinele de deflexie; *oscilatorul pilot*, care determină frecvența de baleiaj linii; *amplificatorul intermediar*, care formează semnalul de comandă necesar pentru etajul de ieșire: *schema inerțială de reglare automată a frecvenței și fazei* (RAF și Φ), care asigură o sincronizare rapidă și protecția împotriva zgomotelor a oscilatorului pilot. În fig. 5.2, *a* este reprezentată schema-bloc generalizată a baleiajului de linii a televizoarelor tranzistorizate. În diferite modele de televizoare, în funcție de destinația lor, de dimensiunile imaginii, de particularitățile constructive ale sursei de alimentare și de parametrii cinescopului, schema-bloc poate fi completată cu alte elemente. Existența variantelor multiple de scheme de baleiaj linii ale televizoarelor portabile tranzistorizate este determinată

de intenția de a găsi o soluție de compromis, care să satisfacă două cerințe contradictorii. Una dintre acestea constă în aceea că etajul de ieșire, lucrînd în regim de comutație la puteri mari, necesită un semnal de comandă de o anumită putere. A doua este legată de cerința unei calități ridicate a sincronizării oscilatorului pilot. Cu alte cuvinte, o lărgime acceptabilă a benzii de sincronizare, asigurată de sistemul

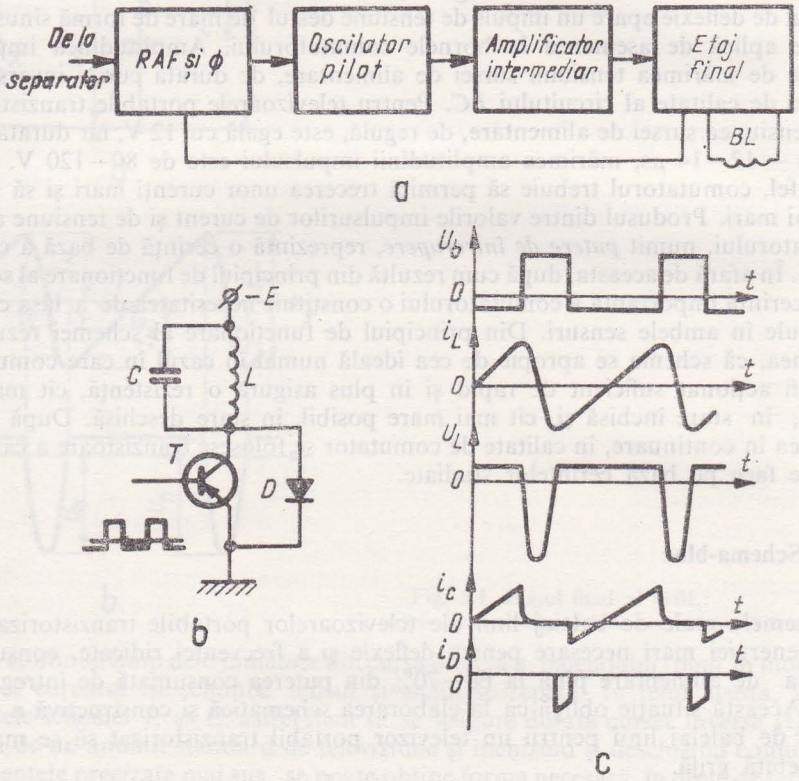


Fig. 5.2. Etajul de baleiaj de linii:
a — schema-bloc generalizată a baleiajului de linii; *b* — schema simplificată a etajului final; *c* — forma tensiunilor și curenților săi.

RAF și Φ, este posibilă numai în cazul unui oscilator pilot de putere mică. Prin urmare, pentru a îndeplini această cerință trebuie utilizat un oscilator pilot de putere mică, iar pentru a se obține semnalul de comandă pentru etajul final de puterea necesară, între oscilatorul pilot și etajul final se introduce un amplificator intermediar de putere. În funcție de mărimea puterii de ieșire, amplificatorul intermediar poate conține unul sau două etaje.

Uneori cerințele contradictorii analizate se satisfac oarecum altfel. Se poate utiliza un oscilator pilot de putere relativ mare, dar totodată pentru a se asigura

lărgimea necesară a benzii de sincronizare, între schema RAF și Φ și oscilatorul pilot se conectează un amplificator de curent continuu. În aceste scheme, de regulă, este suficient un singur etaj amplificator intermediar. Destul de des, în schemele de calitate ridicată ale baleiajului de linii se folosesc și amplificatorul intermediar cu mai multe etaje și amplificatorul de adaptare de curent continuu.

Întrucît pe sarcina etajului final al generatorului, așa cum s-a amintit, există impulsuri de tensiune de amplitudine suficient de mare, iar curentul maxim de fascicul al cinescoapelor moderne este relativ mic (60—150 μA), este foarte rațional ca folosindu-se transformatorul de linii să se ridice tensiunea în impuls a etajului de ieșire și apoi transformînd-o în tensiune continuă cu ajutorul unui redresor, să se obțină mărimea necesară a înaltei tensiuni pentru alimentarea cinescopului. În cazul unei construcții corecte a blocului de înaltă tensiune a televizorului tranzistorizat, care constă din transformatorul de linii și redresorul de .înaltă tensiune, nu se încalcă funcția de bază a etajului final — obținerea curentului de ieșire în dinte de ferăstrău. Dar pentru a se asigura un astfel de regim trebuie să se rezolve o serie de probleme specifice noi. Despre acestea vom vorbi în continuare.

Pe lîngă funcțiile de bază, obținerea curentului în dinte de ferăstrău și a înaltei tensiuni, schema baleiajului de linii a televizorului tranzistorizat, îndeplinește o serie de funcții suplimentare. Această schemă, de regulă, asigură tensiunile de alimentare pentru electrozii de accelerare și focalizare ai cinescopului, impulsurile de comandă a tensiunii pentru circuitul poartă al reglării automate a amplificării canalului de recepție, stingerea cursei inverse a baleiajului de linii, alimentarea etajului final al amplificatorului video.

Particularitățile schemei de baleiaj linii a unui televizor tranzistorizat, studiate sub formă generală, determină o oarecare complexitate în realizarea sa schematică și constructivă. Urmărind schema-bloc a generatorului, vom analiza mai detaliat particularitățile fiecărui subansamblu și circuitele lui de cuplare cu alte subansamble. Firește, vom începe cu etajul final al baleiajului de linii.

5.1.3. Etajul final

Așa cum s-a precizat la începutul acestui capitol, funcționarea etajului final al baleiajului de linii al unui televizor tranzistorizat are la bază principiul comutatorului simetric. Să examinăm modul cum se realizează practic schema etajului final care lucrează după acest principiu. În calitate de comutator se utilizează un tranzistor de putere, capabil să suporte curenți în impuls pînă la 5—8 A și tensiuni inverse în impuls pînă la 150 V. În afară de aceasta, tranzistorul de putere trebuie să fie de frecvență suficient de înaltă și să aibă o rezistență nu prea mare în regim de saturație. În prezent se fabrică tranzistoare de putere de înaltă frecvență (v. tab. 5.2 de la sfîrșitul capitolului) capabil să asigure o funcționare satisfăcătoare a etajului final. Neajunsul esențial al acestor tranzistoare este conductibilitatea mică a curentului în sens invers, datorită faptului că ele nu au caracteristici tensiune-curent simetrice. De aceea, în etajele finale se folosesc tranzistoare de putere în combinație cu diode semiconductoare de putere, asigurîndu-se astfel simetria comu-

tatorului. În fig. 5.2, *b* este prezentată schema simplificată a etajului final, care folosește cuplarea în paralel a tranzistorului și a diodei semiconductoare. Această schemă este analogă celei cu tuburi electronice, cunoscută sub numele de *schemă cu amortizare.*

Schema simplificată a etajului final este absolut analogă schemei echivalente cu comutator ideal (v. fig. 5.1), cu singura diferență că în calitate de comutator este folosită conexiunea în paralel a tranzistorului și a diodei de amortizare. Comanda tranzistorului se realizează prin aplicarea pe bază a impulsurilor dreptunghiulare de tensiune de la amplificatorul intermediar, impulsuri care asigură starea de saturație a tranzistorului pe durata cursei directe a baleiajului și blocarea lui pe durata cursei inverse. În prima jumătate a cursei directe, curentul trece prin dioda care amortizează oscilațiile circuitului *LC*. Dioda asigură revenirea energiei în sursa de alimentare. În a doua jumătate a cursei directe, cînd curentul își schimbă sensul, începe să conducă tranzistorul. În fig. 5.2, *c* sînt prezentate oscilogramele tensiunilor și curenților, care clarifică funcționarea etajului de ieșire.

Schemele reale ale etajului final diferă de schema idealizată prin aceea că în ele există întotdeauna pierderi de putere, condiționate de prezența rezistențelor active. Cauza pierderilor de putere o reprezintă rezistența de saturație a tranzistorului de putere, rezistența directă a diodei de amortizare, rezistența activă a bobinelor de deflexie, rezistențele active introduse de sarcinile circuitelor suplimentare, rezistența de scăpări a condensatorului, rezistența internă a sursei de alimentare, rezistența conductoarelor de conexiuni. Existența pierderilor în montaj face ca energia care se întoarce la sursa de alimentare în prima jumătate a cursei directe, să fie mai mică decît energia consumată de la sursă. Aceasta înseamnă totodată că impulsul de curent prin tranzistor va fi mai mare decît impulsul de curent prin dioda de amortizare. Media pe perioadă a diferenței acestor curenți determină mărimea curentului consumat de la sursa de alimentare de către etajul final. Pentru televizoarele portabile tranzistorizate cu ecran mare, acest curent este de ordinul a 1,0—1,2 A, iar pentru televizoarele cele mai mici — 0,2—0,5 A.

În practică, pentru a se preveni trecerea componentei continui a curentului prin bobinele de deflexie, alimentarea etajului de ieșire în curent continuu se face prin bobină de șoc. Pentru alimentarea etajului final se folosesc două metode: în paralel și în serie. La schema etajului final cu *alimentare în serie*, tensiunea sursei de alimentare se aplică prin bobina de șoc L_D la care sînt conectate în paralel bobinele de deflexie. Inductanța bobinei de șoc se alege astfel încît, la frecvența de baleiaj linii, reactanța sa inductivă să fie mult mai mare decît reactanța inductivă a bobinelor de deflexie. De obicei se urmărește să se realizeze raportul $L_D = (10—20)L$. De același număr de ori va fi atenuată componenta continuă a curentului prin bobinele de deflexie. Aceste scheme de alimentare se folosesc în modelele simple de televizoare tranzistorizate.

Utilizarea destul de restrînsă a metodei de alimentare serie, deși foarte simplă, se explică prin neajunsurile ei. O parte din componenta continuă a curentului care trece prin bobinele de deflexie provoacă o deplasare permanentă a rastrului. Această deplasare poate fi compensată cu ajutorul unui dispozitiv de centrare. În aceste condiții se mărește distorsiunile geometrice ale imaginii și secțiunea fasciculului elec-

tronic, care conduc la înrăutățirea definiției și focalizării imaginii la marginile ecranului. În afară de aceasta, componenta continuă a curentului, la trecerea sa prin bobinele de deflexie, determină apariția unor pierderi de putere suplimentare pe rezistența activă a bobinelor, înrăutățind totodată liniaritatea imaginii pe orizontală.

În prezent, în marea majoritate a cazurilor, se folosește metoda de *alimentare în paralel* a etajului de ieșire. Pentru a se înlătura complet componenta continuă a curentului prin bobinele de deflexie, acestea se conectează la etajul de ieșire prin condensator de separare. Calea pentru componenta continuă se asigură și în acest caz cu ajutorul bobinei de șoc. Pe lîngă funcția sa de separare, condensatorul este folosit, de regulă, și pentru corecția formei în *S* a curentului de deflexie.

Din cauza existenței pierderilor, în schema etajului de ieșire au loc distorsiuni neliniare nesimetrice ale curentului de deflexie, cu caracter exponențial. La generatoarele de putere, în cazul utilizării în etajul final a tranzistoarelor cu rezistență de saturație relativ mare, coeficientul de deformare nesimetrică poate atinge valoarea de 20% și mai mult, ceea ce înrăutățește într-o măsură inadmisibilă calitatea imaginii. În aceste scheme, pentru compensarea distorsiunilor neliniare, se recomandă să se folosească regulatoare ale liniarității curentului de deflexie.

În televizoarele tranzistorizate se folosește aceeași metodă de reglare a liniarității imaginii pe orizontală ca și la televizoarele cu tuburi electronice. *Regulatorul liniarității liniilor* (RLL) constă dintr-o bobină de șoc cu miez saturat, conectată în serie cu bobinele de deflexie.

Uneori, în combinare cu regulatorul liniarității, se folosește *regulatorul dimensiunii imaginii pe orizontală* (RDO). Acesta reprezintă o bobină cu miez acordabil, conectată în serie cu bobinele de deflexie. O dată cu deplasarea miezului se modifică și nductanța bobinei, ceea ce conduce la varierea amplitudinii curentului de deflexie, și, în consecință, a dimensiunii. Regulatoarele de dimensiune și de liniaritate se conectează în serie cu bobinele de deflexie. Acționînd asupra ambelor regulatoare se poate obține dimensiunea necesară a imaginii și cea mai bună liniaritate.

● **Sistemul de deflexie.** Sistemul de deflexie constituie subansamblul cel mai complex al generatorului de baleiaj linii. Complexitatea sa constă în faptul că el aparține simultan atît schemei generatorului cît și sistemului electrono-optic al cinescopului.

Sistemul de deflexie al televizorului portativ trebuie să îndeplinească mai multe cerințe și anume: eficacitate cît mai mare posibil a deflexiei, un factor de calitate ridicat, dimensiuni cît mai mici și distorsiuni geometrice minime ale imaginii. Din condiția eficacității maxime, rezultă că bobinele de deflexie trebuie să aibă întotdeauna o formă de șa. Ele învăluie miezul de ferită și sînt prinse strîns pe cinescop pe porțiunea de trecere lentă de la gîtul cilindric spre balonul de sticlă. Pentru mărirea eficacității sistemului de deflexie, în ultimul timp, chiar pentru unghiuri mici de deflexie, se folosesc miezuri de ferită sub formă de clopot. Alegerea parametrilor geometrici ai miezului și bobinelor se face ținîndu-se seamă de volumul de cupru, de coeficientul de umplere al ferestrei miezului, de lungimea medie a spirei, de caracterul traiectoriei maxime a fasciculului electronic și de distribuția cîmpului magnetic. Luarea în considerație a acestor factori permite obținerea unei eficacități optime a sistemului de deflexie și reducerea energiei de deflexie.

O influență considerabilă asupra eficacității sistemului de deflexie (SD) o au parametrii geometrici și electrici ai miezului. La elaborarea miezurilor de gabarit mic pentru sistemele de deflexie ale televizoarelor portabile, ținîndu-se seamă de neuniformitatea cîmpului magnetic și de efectele de margine în sistemele scurte, se determină configurația optimă a părții tronconice. O dată cu creșterea unghiurilor de deflexie și construirea de televizoare economice a apărut necesitatea măririi eficacității SD. Utilizarea pe scară largă a miezurilor masive a permis concentrarea fluxului magnetic, micșorarea fluxului de scăpări și a parametrilor paraziți ai sistemului de deflexie [29].

La unghiuri de deflexie de 70—90° și dimensiuni admisibile nu prea mari, sistemele de deflexie ale televizoarelor portabile prezintă cerințe deosebite referitoare la eficacitatea lor, iar tendința generală de reducere a consumului de energie determină cerința de economicitate.

Miezurile sistemelor de deflexie se construiesc din diferite tipuri de ferite atît din *mangan-zinc* cît și din *nichel-zinc* cu permeabilitate magnetică mai mare de 300—400 pentru valori normale de lucru ale inducției. Cea mai largă întrebuințare pentru miezurile sistemelor de deflexie o are ferita din nichel-zinc de tipul 600 NN. Utilizarea feritei din nichel-zinc pentru miezurile sistemelor de deflexie este preferabilă și pentru faptul că, asigurînd o rezistență specifică mult mai mare față de ferita din mangan-zinc, nu necesită o izolație exterioară suplimentară.

● **Transformatorul de linii și blocul de înaltă tensiune.** Întrucît în toate modelele moderne de televizoare portabile tensiunea înaltă se produce în etajul final al generatorului de baleiaj linii, rolul bobinei de șoc, în majoritatea cazurilor, îl îndeplinește înfășurarea primară a transformatorului de linii.

Înalta tensiune de alimentare a anodului al doilea al cinescoapelor moderne cu ecran aluminizat pentru televizoare portabile tranzistorizate are valori cuprinse între limitele 6—11 kV. Aceasta înseamnă că la o amplitudine a impulsului, corespunzător cursei inverse, pe înfășurarea primară de 80—120 V, coeficientul de transformare a transformatorului de linii trebuie să fie de ordinul a 100. La un asemenea coeficient de transformare, numărul de spire din înfășurarea de înaltă tensiune a transformatorului de linii este atît de mare, încît din cauza valorilor mari ale parametrilor paraziți (inductanța de scăpări și capacitatea parazită totală) transformatorul devine rezonant, dar nu în impuls. În această situație se poate vorbi despre *coeficientul de transformare la rezonanță* al transformatorului de linii. În cazul unui acord special al înfășurării de înaltă tensiune, coeficientul de transformare la rezonanță poate lua valori mult mai mari decît coeficientul obișnuit, determinat de raportul dintre numărul de spire din înfășurarea de înaltă tensiune și numărul de spire din înfășurarea primară.

Astfel, apar o serie de probleme complexe și contradictorii: reducerea pe orice cale a numărului de spire din înfășurarea de înaltă tensiune pentru a se micșora inductanța de scăpări și capacitatea parazită; acordul după un anumit mod a înfășurării de înaltă tensiune în scopul obținerii coeficientului maxim de transformare la rezonanță; alegerea variantei de cuplaj optim între înfășurarea primară și cea de înaltă tensiune; alegerea schemei redresorului de înaltă tensiune.

Una din căile de micşorare a numărului de spire din înfăşurarea de înaltă tensiune o constituie micşorarea numărului de spire din înfăşurarea primară. Dar aşa cum s-a arătat, pentru parametrii cunoscuţi ai sistemului de deflexie şi ai miezului transformatorului de linii, numărul de spire din înfăşurarea primară care satisface raportul cunoscut între inductanţe, este dat. Aşadar, pentru a se micşora numărul de spire al înfăşurării primare de inductanţă dată, trebuie să se îmbunătăţească proprietăţile magnetice ale miezului. Pentru televizoarele portabile tranzistorizate s-au elaborat în mod special miezuri din ferită de foarte bună calitate cu permeabilitate magnetică ridicată ($\mu = 2\,000-6\,000$).

Pentru o mărime obişnuită a inductanţei bobinelor de deflexie linii ale televizoarelor tranzistorizate de ordinul a 100 μH şi în cazul utilizării unui asemenea miez, inductanţa înfăşurării primare de 1—2 mH se poate obţine cu 50—80 spire. Aceasta înseamnă că, ţinîndu-se seamă de acordul la rezonanţă al bobinei de înaltă tensiune, numărul său de spire se poate reduce pînă la 3 000—5 000 spire. Totuşi, şi pentru acest număr de spire inductanţa de scăpări şi capacitatea parazită a înfăşurării de înaltă tensiune sînt suficient de mari, ceea ce practic duce la imposibilitatea acordului sistemului la coeficientul maxim de transformare.

Coeficientul maxim de transformare la rezonanţă se obţine atunci cînd înfăşurarea de înaltă tensiune este acordată pe armonica a treia a frecvenţei cursei inverse, adică pe aproximativ 110 kHz. La rezonanţă pe armonica a treia a frecvenţei cursei inverse, aceste oscilaţii se însumează cu oscilaţiile fundamentale ale cursei inverse astfel încît amplitudinea impulsului cursei inverse se micşorează. Această proprietate a acordului pe armonica a treia se foloseşte pentru a se uşura regimul de lucru al tranzistorului final.

Acordul pe armonica a treia dă posibilitatea utilizării în etajul final al generatorului de baleiaj linii a tranzistoarelor de tensiune nu prea mare, ceea ce constituie un avantaj important. În situaţia cînd factorul de calitate al sistemului rezonant este suficient de bun, datorită acordului pe armonica a treia, se reuşeşte o reducere a amplitudinii impulsului cursei inverse cu aproape 20%. O altă calitate a acordului pe armonica a treia este şi aceea că, în înfăşurarea de înaltă tensiune, tensiunea armonicii a treia este în antifază faţă de tensiunea din circuitul primar. Datorită acestui fapt, impulsul de înaltă tensiune se măreşte cu amplitudinea tensiunii armonicii a treia, ceea ce în final se manifestă prin creşterea coeficientului de transformare la rezonanţă.

În practică se demonstrează că chiar dacă se folosesc metodele analizate mai sus de reducere a numărului de spire ale înfăşurării de înaltă tensiune, este greu să se realizeze acordul acesteia pe armonica a treia, din cauza valorilor mari ale parametrilor paraziţi. Metoda optimă, care înlătură acest neajuns, constă în utilizarea diferitelor *scheme de multiplicare a înaltei tensiuni* (fig. 5.3). Principiul lor de bază constă în aceea că înalta tensiune necesară pentru alimentarea cinescopului se obţine prin multiplicarea de mai multe ori a tensiunii redresate cu ajutorul unor circuite redresoare cu mai multe secţiuni. Totodată, valoarea înaltei tensiuni alternative la bornele înfăşurării de înaltă tensiune se poate micşora în mod corespunzător prin reducerea numărului de spire din înfăşurarea de înaltă tensiune.

Experienţa în proiectarea şi construirea televizoarelor tranzistorizate arată că în televizoarele în care pentru cinescop este necesară o tensiune de 6—9 kV este

rațional să se folosească multiplicarea de două sau de trei ori. Numărul de spire din înfășurarea de înaltă tensiune a transformatorului de linii este cuprins între limitele 1 500—2 000, ceea ce permite micșorarea parametrilor săi parazitari pînă la valori care să asigure acordul pe armonica a treia. Un alt avantaj al blocului de înaltă tensiune cu multiplicarea tensiunii constă în faptul că poate fi făcut mult mai compact, micșorîndu-i-se considerabil dimensiunile. Iată de ce în televizoarele portabile tranzistorizate, cu dimensiuni ale ecranului relativ mici se folosesc uneori redresoare de înaltă tensiune cu multiplicarea tensiunii chiar de cinci ori (fig. 5.3, *c*)

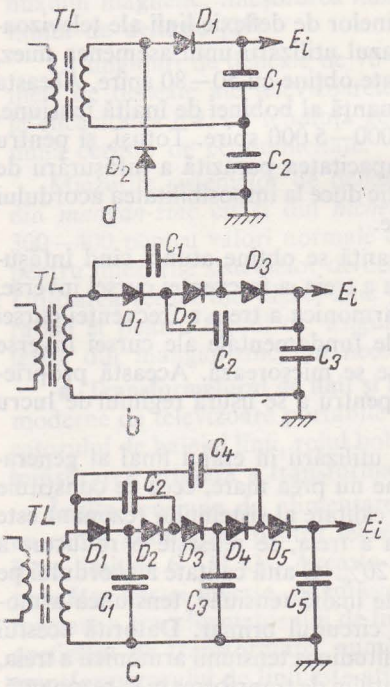


Fig. 5.3. Scheme de redresoare de înaltă tensiune cu multiplicarea tensiunii.

În ultimul timp, pentru televizoarele portabile tranzistorizate, au fost elaborate, în mod special, diode redresoare cu vacuum de înaltă tensiune, de gabarit mic cu putere mică de încălzire. De exemplu, *kenotronul* miniatură tip 1 Ț 20B este calculat pentru o tensiune inversă admisă de 10 kV. Înălțimea balonului de sticlă a acestui tub electronic este de 30 mm, iar diametrul — 9 mm. Tensiunea de încălzire este 1 V la un curent de 250 mA.

Neajunsul principal al kenotroanelor cu vacuum din blocul de înaltă tensiune îl constituie existența circuitelor de încălzire, a căror alimentare se realizează de regulă cu ajutorul uneia sau a două spire de conductor izolat pentru înaltă tensiune, dispuse pe transformatorul de linii. Existența circuitelor de încălzire conduce la un consum suplimentar de energie de la sursa de alimentare, la reducerea robusteții electrice și la complicarea construcției blocului de înaltă tensiune.

În ultimul timp, în locul kenotroanelor cu vacuum a început să se folosească *redresoare de înaltă tensiune cu seleniu*, construite special în acest scop [27]. Ele reprezintă niște coloane formate dintr-un număr mare de celule cu seleniu. Cel mai important avantaj al redresoarelor cu seleniu în comparație cu kenotroanele constă în faptul că dispare necesitatea circuitelor de încălzire. În consecință, blocul de

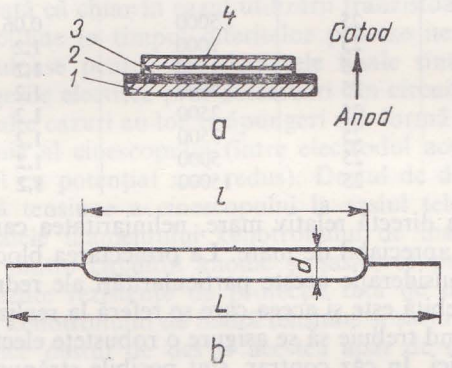


Fig. 5.4. Redresor de înaltă tensiune cu seleniu seria A:

a — structura unui element; *b*—construcția redresorului în ansamblu; *1* — baza; *2* — strat de seleniu; *3* — strat de blocare; *4* — aliajul catodic.

înaltă tensiune, devine mult mai compact, mai sigur în funcționare și mai economic. Siguranța în funcționare a redresoarelor cu seleniu depășește de multe ori pe aceea a kenotroanelor. Datorită utilizării redresoarelor cu seleniu blocul de înaltă tensiune poate fi făcut foarte compact și apoi introdus într-un ecran metalic care înlătură zgomotul. Posibilitatea dispunerii întregului bloc sub ecran a apărut numai datorită utilizării redresoarelor cu seleniu, deoarece lipsa circuitelor de încălzire îmbunătățește considerabil regimul termic al blocului.

Parametrii principali ai redresoarelor cu seleniu de înaltă tensiune sînt prezentați în tabelul 5.1. Notația convențională pentru aceste tipuri de redresoare, de exemplu 5GE 200 AF (5ГЕ 200 АФ), cuprinde: 5 — diametrul rondelei de seleniu, G — clasa, E — tipul schemei redresorului, 200 — numărul de rondele, AF — notația convențională a seriei elementelor.

Redresoarele sub formă de rondele circulare (tablete) se strîng în tuburi de masă plastică (fig. 5.4). La unul din capetele tubului există un resort, care presează rondelele pentru obținerea unui contact sigur. La capetele coloanei redresoare sînt prevăzute două conductoare care pot servi în același timp pentru fixarea redresorului. Capetele tubului sînt vopsite în culorile roșu și albastru pentru a se recunoaște catodul și anodul redresorului.

Așa cum s-a precizat mai sus, înlocuirea kenotroanelor cu redresoare cu seleniu a permis perfecționarea considerabilă a blocului generator de înaltă tensiune. O dată cu aceasta au apărut însă și dificultăți legate de particularitățile redresoarelor cu

Tabelul 5.1

Parametrii redresoarelor de înaltă tensiune cu seleniu

Tipul redresorului	Tensiunea admisă pe rondea V	Tensiunea inversă admisă pe redresor V	Curent redresat maxim mA	Dimensiunile redresorului, mm		
				L	*l*	*d*
3 GE 220AF	25	5000	0,06	135	65	4
5 GE 40AF	25	1000	1,2	100	30	6
5 GE 60AF	25	1500	1,2	106	36	6
5 GE 80AF	25	2000	1,2	112	42	6
5 GE 100AF	25	2500	1,2	118	48	6
5 GE 140AF	25	3500	1,2	130	60	6
5 GE 200AF	25	5000	1,2	147	77	6
5 GE 600AF	25	15000	1,2	195	179	9

seleniu, ca: rezistența directă relativ mare, neliniaritatea caracteristicilor tensiune-curent, curent invers apreciabil de mare. La proiectarea blocului de înaltă tensiune trebuie să se ia în considerație aceste particularități ale redresorului.

O dificultate deosebită este și aceea care se referă la realizarea blocului de înaltă tensiune. În primul rînd trebuie să se asigure o robustețe electrică ridicată la dimensiunile sale relativ mici. În caz contrar, sînt posibile străpungeri interne și descărcările electrice pot duce la scoaterea din funcțiune a tranzistorului etajului final al generatorului de baleiaj linii și a altor elemente ale schemei. În legătură cu aceasta, se folosesc diferite metode de protecție a tranzistorului final, deoarece în ultimul timp el constituie unul dintre cele mai scumpe elemente ale generatorului.

● **Metode de protecție a tranzistorului etajului final.** Atunci cînd s-a examinat principiul de funcționare al etajului final al generatorului de baleiaj linii s-a arătat că tranzistorul etajului lucrează în regim greu de comutație rapidă cu curenți mari la tensiuni în impuls mari. Regimul normal al tranzistorului se asigură în cazurile cînd pentru valorile limită ale parametrilor săi punctul de funcționare nu iese din limitele zonei admise, delimitată de caracteristica de străpungere. Totuși ca rezultat al diferitelor procese tranzitorii, valorile în impuls ale tensiunii, curentului și puterii pe colectorul tranzistorului final pot depăși valorile limită admise. Cauzele apariției unor asemenea procese tranzitorii pot fi următoarele fenomene: funcționarea anormală a sistemului RAF și Φ, creșteri sau scăderi ale frecvenței oscilatorului pilot, pornirea televizorului în cazul alimentării de la acumulator, străpungeri prin descărcări electrice în circuitele de înaltă tensiune, salturi ale tensiunii rețelei de alimentare [2].

În momentele cînd tranzistorul iese din regimul normal, în el pot apărea procese ireversibile, care conduc la deteriorarea lui. Funcționarea în regim de străpungere nu înseamnă automat distrugerea tranzistorului. Totuși în acest caz are loc o disipație de putere considerabil de mare pe o porțiune mică a joncțiunii. Deoarece porțiunea pe care se difuzează fluxul termic este limitată la zonele periferice ale joncțiunii, rezistența termică a acestei porțiuni este cu mult mai mare decît aceea a întregii joncțiuni. Aceasta conduce la încălzirea excesivă a acestei porțiuni reduse, la creșterea considerabilă a curentului prin porțiunea respectivă și în ultimă instanță, la străpungerea termică.

Trebuie remarcat că în timpul elaborării tranzistoarelor se iau în considerație toate fenomenele analizate mai sus și în ultimul timp au fost îmbunătățiți mulți parametri ai tranzistoarelor.

Tranzistoarele de putere existente, de exemplu KT 802, GT 804, (ГТ 804), GT 906 (ГТ 906) au o durabilitate electrică mult mai mare decît cele precedente (P 210) și perfecționarea acestora continuă. Totuși experiența exploatării televizoarelor tranzistorizate arată că chiar în cazul utilizării tranzistoarelor noi este posibilă scoaterea lor din funcțiune în timpul diferitelor procese nestaționare.

Deosebit de periculoase pentru tranzistoarele finale sînt procesele tranzitorii provocate de străpungerile electrice prin descărcări din circuitele de înaltă tensiune ale televizorului. În multe cazuri au loc străpungeri sub formă de descărcări electrice în proiectorul electronic al cinescopului (între electrodul accelerator și electrodul cel mai apropiat de el cu potențial mai redus). Destul de des au loc străpungeri de la borna de înaltă tensiune a cinescopului la șasiul televizorului. Descărcări electrice între terminalele filamentului kenotronului de înaltă tensiune și șasiu, analoge descărcărilor dintre circuitul anodic și șasiu, se produc numai dacă în schemă nu sînt prevăzute rezistențe de protecție față de impulsurile de curent. Între borna anodică a kenotronului de înaltă tensiune și șasiu se produc străpungeri prin descărcări electrice destul de des și acestea apar de obicei din cauza străpungerii transformatorului de linii.

Un fenomen nedorit îl constituie străpungerea prin descărcări electrice între anodul și filamentul kenotronului de înaltă tensiune. Aceste străpungeri se produc destul de des deoarece în televizoare se folosesc kenotroane de gabarit redus cu distanța relativ mică între anod și filament. Dacă nu se iau măsuri speciale, atunci în timpul apariției acestor străpungeri tranzistorul final poate fi scos din funcțiune, de exemplu, după 10 μs.

Pericolele datorate străpungerilor prin scînteiere în circuitele de înaltă tensiune se pot manifesta pe două căi: străpungerea provoacă creșterea peste măsură fie a tensiunii în impuls, fie a curentului de colector, care în ultimă instanță conduce la scoaterea din funcțiune a tranzistorului. Procesul de creștere a curentului prin tranzistor, în timpul străpungerilor prin descărcări electrice în circuitele de înaltă tensiune, are caracter de avalanșă.

Pentru reducerea posibilităților de apariție a străpungerilor în kenotronul de înaltă tensiune se folosesc kenotroane cu preîncălzirea filamentului, ceea ce exclude posibilitatea curbării filamentului. Totuși aceasta influențează în mod negativ asupra dimensiunilor blocului de înaltă tensiune. În afară de aceasta trebuie ales cu multă grijă regimul optim de încălzire a filamentului kenotronului. Siguranța în funcționare a blocului de înaltă tensiune crește considerabil o dată cu înlocuirea kenotroanelor prin redresoare de înaltă tensiune cu seleniu.

Suprasolicitarea tranzistorului final pe timpul străpungerilor prin descărcări electrice poate fi parțial sau complet înlăturată prin utilizarea diferitelor tipuri de scheme și dispozitive de protecție. Foarte des se folosește un dispozitiv special prin care tensiunea de vîrf este aplicată la colectorul tranzistorului final. Acest dispozitiv constă dintr-o conectare în serie a unei diode și a unui condensator, ceea ce asigură o atenuare eficace a tensiunii în impuls ce depășește un anumit nivel.

Tensiunea continuă de la bornele condensatorului poate fi folosită pentru alimentarea circuitelor cinescopului (de exemplu: electrodul accelerator), a etajului final al AVF și a altor subansamble. Trebuie remarcat că o asemenea schemă de cuplare acționează efectiv numai în timpul proceselor tranzitorii de scurtă durată, care apar, de exemplu, în RAF și Φ și de asemenea la punerea în funcțiune a televizorului sau în timpul străpungerilor în circuitele de înaltă tensiune. Dioda din aceste circuite trebuie să aibă un timp de blocare suficient de mic, iar la creșterea însemnată a sarcinii să nu existe pericolul supraîncălzirii care să ducă la scoaterea ei din funcțiune.

Pentru limitarea puterii consumate pe timpul străpungerilor prin descărcări electrice, în circuitul de aplicare a înaltei tensiuni la cinescop se conectează în serie o *rezistență limitatoare*. Cînd apare străpungerea, această rezistență, transferată în primar, introduce o amortizare puternică în circuitul LC parazit și limitează curentul de vîrf. Trebuie totodată să se aibă în vedere că utilizarea rezistenței limitatoare conduce la o oarecare înrăutățire a stabilității înaltei tensiuni. Uneori în microtelevizoare, este util să se folosească un limitator al curentului etajului final. *Limitatorul de curent* asigură protecția tranzistorului final pe durata tuturor deranjamentelor din circuitele de înaltă tensiune, cu excepția acelor cazuri cînd au loc străpungeri prin descărcări electrice între anodul și filamentul kenotronului de înaltă tensiune. Limitatorul de curent se conectează în serie cu sursa de alimentare sau cu transformatorul de linii. În cazul conectării în serie cu înfășurarea primară a transformatorului de linii, limitatorul trebuie să permită trecerea curentului în ambele sensuri, iar limitarea curentului să se realizeze la un anumit nivel.

● **Circuite de comandă.** Distorsiunile neliniare și mărimea puterii disipate sînt determinate nu numai de parametrii de ieșire ai schemei. În mare măsură acestea depind de caracterul semnalului de comandă. Așa cum s-a arătat deja (v. fig. 5.2), tensiunea pe baza tranzistorului final trebuie să aibă forma unor impulsuri dreptunghiulare care să-l blocheze pe timpul cursei inverse și să-l deschidă pe timpul cursei directe a baleiajului. Să determinăm cerințele referitoare la parametrii de bază ai impulsurilor de comandă: durata, amplitudinea alternanțelor pozitive și negative, durata frontului anterior și posterior.

Din principiul de funcționare al etajului final se știe că la începutul cursei directe a baleiajului curentul de deflexie trece prin dioda de amortizare. Acest lucru este valabil numai dacă tranzistorul are o rezistență infinit de mare pe timpul polarizării inverse a joncțiunii colectorului. Într-adevăr, tranzistoarele de putere sînt capabile să conducă curentul în sens invers, dar într-o măsură mult mai mică decît în sens direct. Așadar, riguros vorbind, dacă nu se iau măsuri corespunzătoare, atunci o parte din curentul de deflexie se va ramifica prin tranzistor. Întrucît dioda de amortizare se alege astfel încît conductanța sa în sens direct să fie egală cu conductanța tranzistorului saturat, la începutul liniilor se va observa o distorsiune neliniară a imaginii. Evident, pentru a se evita acest fenomen, trebuie să se înlăture conducția în sens invers a tranzistorului la începutul cursei directe a baleiajului. Aceasta este ușor de făcut, blocîndu-l pe bază cu ajutorul impulsului de comandă. De aici rezultă că durata impulsului de blocare trebuie să fie mai mare decît durata cursei inverse. Din punct de vedere al liniarității, este mai bine dacă durata impulsului de blocare

se face a fi egală cu suma duratei cursei inverse și a duratei de lucru a diodei de amortizare la cursa directă, adică 34—40 μs. În practică nu se folosește niciodată o asemenea durată pentru impulsul de blocare deoarece, în primul rînd, în cazul lărgirii aleatoare a duratei de conducție a diodei de amortizare se poate deranja

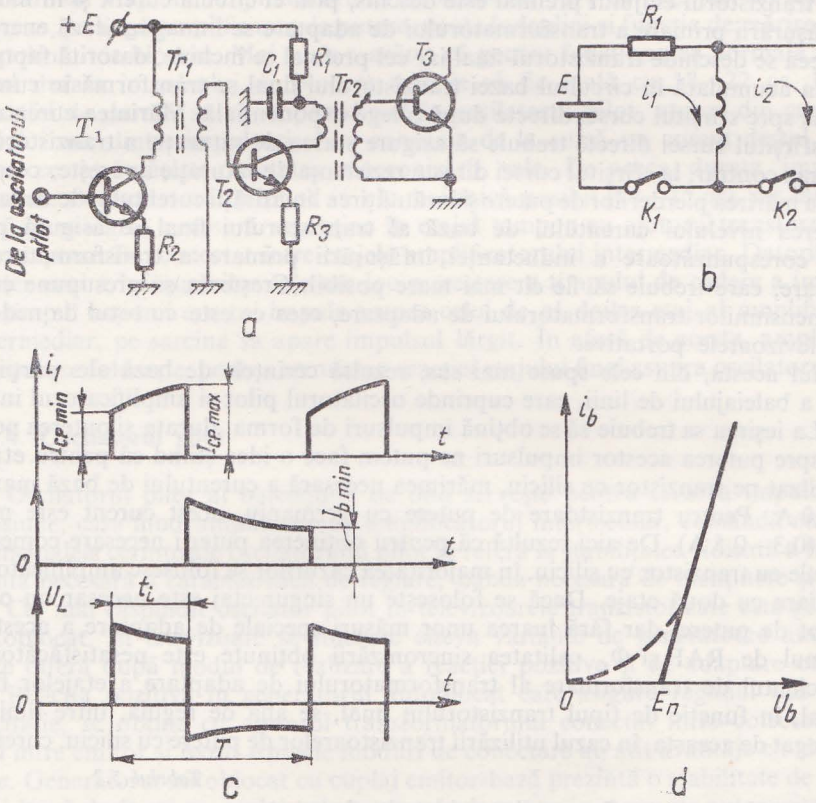


Fig. 5.5. Amplificator intermediar cu două etaje:
a — schema simplificată; *b* — schema echivalentă a etajului prefinal; *c* — epurile tensiunilor și curenților din această schemă; *d* — caracteristica de intrare a tranzistorului etajului final.

funcționarea normală a schemei, în al doilea rînd, din cauza micșorării intervalelor dintre impulsuri, crește considerabil consumul de curent al amplificatorului intermediar. În schemele practice se recomandă ca durata impulsului de blocare să fie de 18—22 μs [32].

Amplitudinea porțiunii din impulsul de comandă care realizează deblocarea (negativă pentru tranzistorul *pnp*) trebuie să fie suficient de mare pentru a asigura curentul de bază al tranzistorului final, care să-l mențină pe acesta în stare de saturație pînă la sfîrșitul cursei directe a baleiajului. Adaptarea etajului final la amplificatorul intermediar se realizează întotdeauna cu ajutorul unui transformator

(fig. 5.5, *a*). Tranzistoarele etajelor final (T_3) şi prefinal (T_2) lucrează în contratimp, adică atunci cînd tranzistorul final se blochează, cel prefinal se deblochează. În fig. 5.5, *b*, *c* sînt prezentate schema echivalentă şi oscilogramele tensiunilor şi curenţilor care edifică funcţionarea în contratimp a etajelor final şi prefinal.

Cînd tranzistorul etajului prefinal este deschis, prin el circulă curent şi în inductanţa înfăşurării primare a transformatorului de adaptare se înmagazinează energie. După aceea se deschide tranzistorul final iar cel prefinal se închide, datorită faptului că energia acumulată în circuitul bazei tranzistorului final se transformă în curent, care scade spre sfîrşitul cursei directe după o lege exponenţială. Mărimea curentului bazei la sfîrşitul cursei directe trebuie să asigure starea de saturaţie a tranzistorului final. În caz contrar, la sfîrşitul cursei directe rezistenţa de saturaţie ar creşte, ceea ce ar duce la mărirea pierderilor de putere şi înrăutăţirea liniarităţii curentului de deflexie.

Scăderea nivelului curentului de bază al tranzistorului final se asigură prin alegerea corespunzătoare a inductanţei înfăşurării primare a transformatorului de adaptare, care trebuie să fie cît mai mare posibil. Creşterea sa presupune creşterea dimensiunilor transformatorului de adaptare, ceea ce este cu totul de nedorit pentru televizoarele portative.

În felul acesta, din cele spuse mai sus, rezultă cerinţele de bază ale părţii de generare a baleiajului de linii, care cuprinde oscilatorul pilot şi amplificatorul intermediar. La ieşirea sa trebuie să se obţină impulsuri de forma, durata şi puterea necesară. Despre puterea acestor impulsuri ne putem face o idee ştiind că pentru etajul final, realizat pe tranzistor cu siliciu, mărimea necesară a curentului de bază maxim atinge 1,0 A. Pentru tranzistoare de putere cu germaniu, acest curent este mult mai mic (0,3—0,5 A). De aici rezultă că pentru obţinerea puterii necesare comenzii în schemele cu tranzistor cu siliciu, în majoritatea cazurilor se folosesc amplificatoare intermediare cu două etaje. Dacă se foloseşte un singur etaj este necesar un oscilator pilot de putere, dar fără luarea unor măsuri speciale de adaptare a acestuia cu sistemul de RAF şi Φ, calitatea sincronizării obţinute este nesatisfăcătoare.

Coeficientul de transformare al transformatorului de adaptare a etajelor final şi prefinal, în funcţie de tipul tranzistorului final, se află de regulă, între limitele 3—10. Legat de aceasta, în cazul utilizării tranzistoarelor de putere cu siliciu, curentul

Tabelul 5.2

Parametrii tranzistoarelor de putere

Tipul tranzistorului	$U_{CE\,max}$ V	$I_{K\,max}$ V	R_{sat} Ω	$\beta_{min}-\beta_{max}$	t_d μs
KT805A	180	8	0,5	>10	1,0
KT802A	150	8	0,8	>15	1,5
GT804V	190	10	0,1	>30	0,5
GT804B	150	10	0,1	>30	0,5
GT804A	100	10	0,1	>30	0,5
GT906A	130	10,0	⩽0,1	30—150	0,5
P201B	65	12	1,5	>10	4,0
KT801A	80	2	5	13—50	—
P203	55	2,5	1,2	40	—
P601I	25	1,5	—	>20	—
GT403	45	1,0	1,0	50—150	—

consumat de etajul prefinal poate atinge valori destul de mari (20—30 mA). De aceea, în etajul prefinal trebuie să se folosească de asemenea tranzistoare de putere satisfăcătoare. În tabelul 5.2 sînt prezentați parametrii de bază ai tranzistoarelor de putere care se folosesc în etajele final și prefinal ale generatorului.

Primul etaj al amplificatorului intermediar (T_1 în fig. 5.5, *a*), așa-numitul *tampon*, pe lîngă amplificarea de putere, poate îndeplini și funcția de mărire a duratei impulsului de blocare. Mai sus s-a arătat că pentru funcționarea normală a etajului final durata impulsului de blocare trebuie să fie egală cu 18—22 μs. Dar dacă o astfel de durată se va obține direct în oscilatorul pilot, atunci din cauza intervalului mic dintre impulsuri el va consuma de la sursă un curent destul de mare, ceea ce înrăutățește calitatea sincronizării sale. De aceea durata impulsurilor generate de oscilatorul pilot se ia cît mai mică posibil (14—15 μs), iar lărgirea lor pînă la valoarea necesară se obține în etajul tampon cu ajutorul transformatorului de adaptare Tr_1, conectat între etajele amplificatorului intermediar. Datorită inductanței mici a înfășurărilor sale are loc o creștere a timpului de cădere a impulsului. Pe timpul acțiunii acestui impuls asupra celui de al doilea etaj al amplificatorului intermediar, pe sarcina sa apare impulsul lărgit. În afară de acesta, amplificatorul tampon se folosește pentru atenuarea reacției etajului final asupra oscilatorului pilot.

5.1.4. Oscilatorul pilot

Oscilatorul pilot al baleiajului de linii servește pentru crearea impulsurilor de tensiune, care fiind amplificate de amplificatorul intermediar, comandă etajul final. Principalele cerințe ale oscilatorului pilot se referă la stabilitatea ridicată a frecvenței, panta necesară a caracteristicii de reglare, banda necesară de menținere și prindere.

Cel mai răspîndit oscilator pilot în televizoarele tranzistorizate este generatorul autoblocat. În televizoare se folosesc cîteva variante de generatoare autoblocate, care diferă după modul de realizare a reacției pozitive și de adaptare cu sarcina.

Reacția pozitivă în generatorul autoblocat care asigură regimul său de autoexcitație, se obține cu ajutorul transformatorului conectat între colector și bază sau între emitor și bază. Ambele moduri de conectare au atît avantaje cît și dezavantaje. Generatorul autoblocat cu cuplaj emitor-bază prezintă o stabilitate de frecvență mai bună decît cel cu cuplaj colector-bază, deoarece în regim de autoexcitație parametrii tranzistorului influențează în mai mică măsură. Profunzimea reacției pozitive în aceste generatoare este determinată în special de coeficientul de transformare al transformatorului. Durata impulsurilor generate de generatorul autoblocat depinde în primul rînd de inductanța înfășurării de emitor sau de colector a transformatorului. De obicei valoarea acestei inductanțe se află între limitele 1,5—3 mH. În scopul micșorării dimensiunilor transformatoarelor se folosesc miezuri sub formă de *E* din permaloy și ferită cu permeabilitate magnetică mare (în jurul lui 2 000).

Una dintre cerințele de bază ale generatorului autoblocat este asigurarea unor durate cît mai mici ale frontului impulsului generat. În acest scop, în generatoarele autoblocate se folosesc tranzistoare de înaltă frecvență. Unele tipuri de generatoare autoblocate, în special cele de putere, nu asigură durate acceptabile ale fronturilor. În aceste cazuri se iau măsuri suplimentare, care micșorează durata fronturilor.

Cea mai răspîndită metodă constă în conectarea în paralel pe înfășurarea de colector sau de emitor a transformatorului autoblocat a unui condensator de capacitate convenabilă, care accelerează procesele în avalanșă care au loc la comutarea tranzistorului.

După modul de obținere a frecvenței oscilațiilor se folosesc în principal două variante de generatoare autoblocate. Una dintre acestea se caracterizează prin prezența circuitului de frecvență pilot în circuitul de bază al tranzistorului, iar a doua variantă — prin prezența aceluiași circuit în circuitul de emitor. Principiul de funcționare al acestor generatoare autoblocate practic este același. Generatoarele autoblocate care au circuitul de frecvență pilot în emitor au avantajul principal că permit obținerea unei rezistențe de intrare considerabil de mari (pînă la 100 kΩ) în comparație cu generatoarele autoblocate cu circuitul de frecvență pilot conectat în circuitul de bază al tranzistorului. Acest avantaj este deosebit de important pentru adaptarea oscilatorului pilot cu schemele de RAF și Φ, în situațiile cînd lipsește amplificatorul de adaptare de curent continuu.

După modul de realizare a adaptării generatorului autoblocat cu amplificatorul intermediar, se disting trei variante de generatoare: cu transformator de adaptare; cu autotransformator de adaptare cu cuplarea directă a amplificatorului intermediar la colectorul sau emitorul generatorului autoblocat. Pentru categoria de generatoare autoblocate care lucrează cu etaje de adaptare a schemei RAF și Φ, sînt caracteristice reacția pozitivă colector-bază și circuitul acordat pe frecvență pilot, conectat în emitorul tranzistorului. Generatoarele autoblocate de acest tip au o stabilitate de frecvență redusă și rezistență de intrare mică, ceea ce face necesară utilizarea etajului de adaptare. În toate schemele, independent de tipul oscilatorului pilot, se folosește metoda stabilizării frecvenței prin conectarea unui circuit stabilizator în circuitul bazei tranzistorului. Frecvența de acord a circuitului se alege astfel încît o perioadă a oscilațiilor libere de șoc să fie egală cu durata pauzei (cursei directe) dintre impulsurile generatorului autoblocat. Aceste oscilații, suprapunîndu-se peste

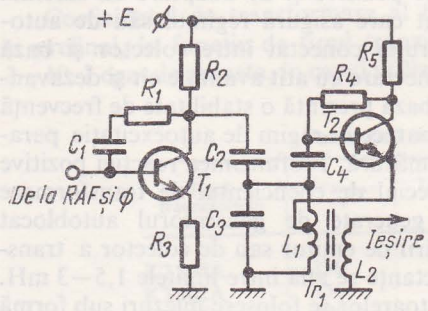


Fig. 5.6. Schema de principiu a oscilatorului sinusoidal comandat.

tensiunea de descărcare a condensatorului din circuitul pilot, măresc stabilitatea momentului de declanșare a generatorului. Eliminarea variațiilor de frecvență sub formă de salt, care pot avea loc în cazul circuitelor cu factor de calitate ridicat, se realizează prin șuntarea lor cu o rezistență de valoare convenabilă.

Pentru a proteja tranzistorul generatorului autoblocat împotriva șocurilor de tensiune reactivă mari care apar în înfășurările transformatorului în timpul comutării,

una din înfășurări se șuntează cu o diodă, o rezistență sau un circuit avînd în serie o diodă și o rezistență.

Astfel s-a terminat expunerea privind particularitățile generatorului autoblocat și a metodelor de îmbunătățire a stabilității lor. Totuși chiar atunci cînd se iau toate măsurile analizate de îmbunătățire a stabilității generatorului autoblocat, nu se reușește întotdeauna să se obțină o calitate bună a sincronizării liniilor. Frecvența suficient de ridicată a oscilațiilor condiționează sensibilitatea ridicată a generatorului autoblocat la zgomotul în impuls, la variația condițiilor ambiante și a tensiunilor de alimentare. În schemele tranzistorizate de baleiaj linii nu este posibil să se realizeze sincronizarea directă a oscilatorului pilot cu impulsurile de sincronizare. De aceea în toate televizoarele se folosesc diferite tipuri de scheme inerțiale de acord automat al frecvenței și fazei (RAF și Φ). Mai detaliat despre acestea se va vorbi în capitolul în care se vor analiza particularitățile canalului de sincronizare a oscilatoarelor pilot ale blocurilor de baleiaj.

Reglarea frecvenței oscilatorului pilot se realizează de obicei prin varierea tensiunii continui pe baza generatorului autoblocat. Tensiunea de reglare fină a frecvenței se aplică prin schema RAF și Φ în timp ce tensiunea de reglare brută se aplică de regulă direct pe bază. Reglarea fină a frecvenței liniilor se execută de către telespectator iar reglarea brută se realizează în fabrică. Reglarea brută permite compensarea abaterilor posibile ale parametrilor schemei, care influențează asupra frecvenței liniilor.

În modelele de televizoare tranzistorizate de calitate ridicată este posibil ca în locul generatorului autoblocat să se utilizeze oscilatorul sinusoidal care permite o extindere considerabilă a benzii de sincronizare. În fig. 5.6 este prezentată schema simplificată a oscilatorului sinusoidal. Generatorul sinusoidal are stabilitatea de frecvență și rezistența de intrare cu mult mai mari, ceea ce permite ca în discriminatorul schemei RAF și Φ să se introducă rezistențe de sarcină mari și în același timp să se lărgească banda de sincronizare.

Generatorul sinusoidal este realizat pe tranzistorul T_2 după schema în trei puncte, inductiv. Circuitul de reacție pozitivă este format din înfășurarea primară L_1 a transformatorului Tr_1 și condensatorul C_4. Frecvența de oscilație este determinată de circuitul acordat L_1C_3. Semnalul se transmite la amplificatorul intermediar al baleiajului de linii cu ajutorul unei înfășurări suplimentare a transformatorului Tr_1. Comanda frecvenței de oscilație a oscilatorului se realizează cu ajutorul unui etaj reactiv echipat cu tranzistorul T_1. Etajul reactiv lucrează ca o capacitate variabilă conectată în circuitul oscilatorului sinusoidal. Schema echivalentă a circuitului se schimbă o dată cu varierea tensiunii continui, furnizată de RAF și Φ, care se aplică pe baza tranzistorului T_1. Rezistența R_3, conectată în circuitul de emitor al tranzistorului T_1 are rolul de a mări rezistența de intrare a acestuia.

5.1.5. Generatorul de baleiaj linii cu tiristor

În ultimul timp au fost elaborate noi dispozitive semiconductoare cum sînt tiristoarele, capabile să îndeplinească rolul de comutator comandat al etajului final al generatorului de baleiaj linii. Tiristorul reprezintă în fond o diodă semi-

conductoare cu patru straturi tip *pnpn*. Existența unei joncțiuni suplimentare permite comanda stării de conducție a diodei cu ajutorul unui impuls de comandă („de amorsare") de putere, în mod asemănător tubului tiratron. După aplicarea impulsului de comandă între terminalul stratului mediu *p* și catodul *n*, tiristorul este capabil

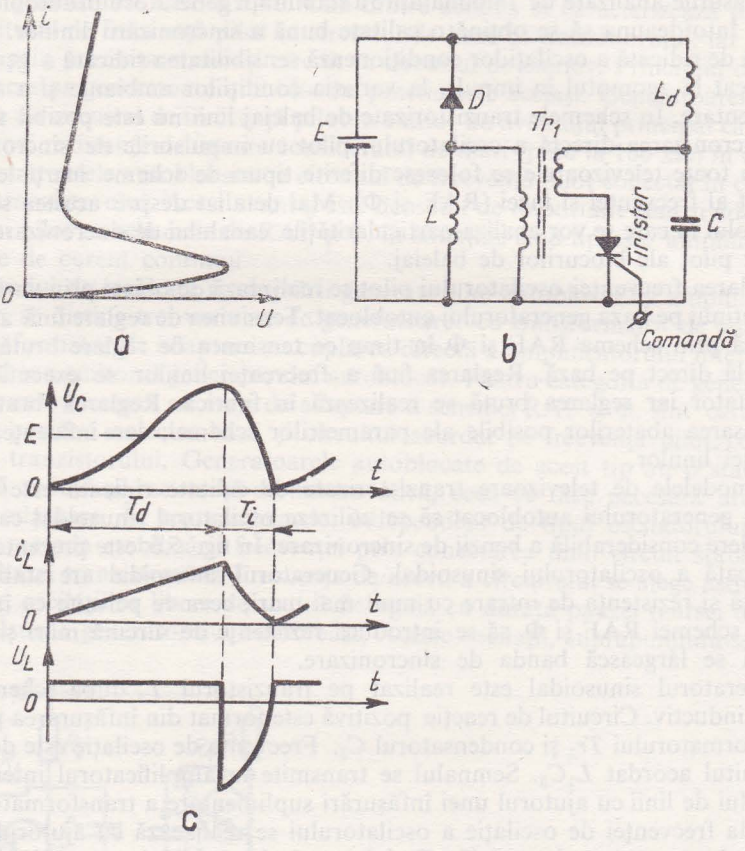


Fig. 5.7. Generator de baleiaj linii cu tiristor:
a — schema de principiu; *b*—caracteristica tensiune-curent a tiristorului; *c*—forma tensiunilor și curenților din schemă.

să conducă curent în sens direct un timp nelimitat, deoarece lipsa continuității impulsului de comandă nu influențează asupra proprietății de redresare a tiristorului [24].

De aici rezultă că impulsul de comandă poate să fie foarte scurt și, prin urmare, puterea sa — foarte mică. Blocarea tiristorului se realizează prin schimbarea polarității tensiunii dintre „anodul" și „catodul" său. În acest caz un curent invers neglijabil de mic conduce instantaneu la blocarea lui. Principiul de funcționare

a tiristorului se explică prin caracteristicile sale tensiune-curent prezentate în fig. 5.7, *a*.

Tiristoarele moderne, elaborate ca redresoare de putere medie şi mare, de exemplu, cele de tip UD 63K ($U_{adm} = 200$ V, $I_{adm\ max} = 50$ A, $t_d = 1-3$ μs, $t_{rest} = 4$ μs, $U_i = 1$ V), se caracterizează printr-o deschidere relativ rapidă de către impulsuri scurte de putere mică şi blocare relativ rapidă la schimbarea polarităţii tensiunii dintre „anod" şi „catod".

Din cele spuse mai sus rezultă că o calitate esenţială a tiristorului o constituie puterea de comandă relativ mică. Aceasta permite simplificarea considerabilă a schemei baleiajului de linii, care cuprinde oscilatorul pilot şi amplificatorul intermediar. În afară de aceasta, schema cu tiristor poate asigura o putere de rupere mult mai mare decît schema cu tranzistor. Neajunsul principal al schemei cu tiristor îl constituie consumul de putere considerabil de mare în comparaţie cu schemele cu tranzistoare. De aceea, la televizoarele portabile schemele cu tiristor se folosesc, deocamdată, rar. Totuşi, parametrii tiristoarelor continuă să se îmbunătăţească şi este posibil ca în viitorul apropiat să fie create tiristoare de calitate ridicată, care să permită îmbunătăţirea calităţii generatoarelor de baleiaj linii.

Principiul constructiv al etajului final al baleiajului linii cu tiristor este ilustrat în schema simplificată (fig. 5.7, *b*). Este dată de asemenea reprezentarea grafică a tensiunilor şi curenţilor din această schemă (fig. 5.7, *c*). Capacitatea tiristorului de a suporta în stare blocată tensiuni relativ mari, şi proprietatea sa de blocare rapidă la reducerea tensiunii de alimentare, conduc la crearea de scheme de etaj final, în care, spre deosebire de schemele obişnuite cu comutator dublu, comutatorul se închide nu pe timpul cursei directe ci pe timpul cursei inverse.

Pe timpul cursei directe a baleiajului (T_d) tiristorul este blocat şi condensatorul C se încarcă prin bobina de şoc L_D de la sursa de alimentare E. Parametrii L_D şi C se aleg astfel încît la sfîrşitul T_d tensiunea pe condensatorul C să atingă, de exemplu, valoarea $2E$. Tiristorul este deschis de impulsurile de comandă la sfîrşitul cursei directe şi asigură, prin transformatorul Tr_1, transmiterea la bobinele de deflexie L a energiei acumulate în condensatorul C pe timpul cursei directe. Energia din bobine, prin dioda D, se reîntoarce la sursa E. Pe timpul cursei directe în bobinele L are loc o creştere liniară a curentului sub acţiunea tensiunii E, deoarece tiristorul este blocat. În acest moment, cînd curentul începe să circule prin dioda de amortizare D şi se compensează complet curentul invers condiţionat de inductanţa de scăpări a transformatorului Tr_1, curentul prin tiristor scade pînă la zero.

5.2. Scheme practice de generatoare de baleiaj linii

5.2.1. Schemă de generator cu cinci tranzistoare (GBL—1)

Schema GBL—1 a fost realizată ţinîndu-se seama de utilizarea unor repere radio nedeficitare (fig. 5.8). Ea este destinată pentru cinescopul 25 LK 1B (25 ЛК1Б). Calitatea relativ redusă a acestor repere a condus la complicarea consi-

derabilă a schemei. În etajul final al generatorului sînt utilizate tranzistoare de putere de frecvență joasă tip P 210 B (v. tab. 5.2), care nu sînt destinate pentru a lucra în regim de comutație. Tranzistoarele P 210 B (П 210 Б) au tensiunea admisibilă $U_{CE\ max}$ relativ mică, ceea ce impune utilizarea a două tranzistoare legate în serie (T_{19}, T_{20}). La o asemenea cuplare a tranzistoarelor este posibil un astfel de reglaj al schemei încît impulsul de tensiune, corespunzător cursei inverse, pe sarcina etajului final, egal în amplitudine cu 80—100 V, să se împartă în mod egal pe cele două tranzistoare. În consecință, pe tranzistoare se vor aplica impulsuri de tensiune cu o amplitudine de 40—50 V, ceea ce este admisibil pentru tranzistoarele tip P 210B.

Schema propusă de conectare a tranzistoarelor, dacă nu se ține cont de avantajul că permite utilizarea în etajul final a unor tranzistoare de tensiune relativ joasă, are neajunsuri esențiale. În primul rînd, ea este foarte critică la înlocuirea tranzistoarelor; este necesară alegerea cu grijă a perechilor de tranzistoare după identitatea parametrilor de bază (rezistența de saturație, coeficientul de amplificare în curent, caracteristicile tensiune-curent de intrare și ieșire, timpii de comutație). În afară de aceasta, se complică și circuitul de comandă al etajului final. Transformatorul de adaptare Tr_5 trebuie să conțină două înfășurări secundare (w_{34} și w_{56}). Pentru concordanța momentelor de comutare a tranzistoarelor T_{19} și T_{20}, în circuitele lor de bază sînt conectate elementele $R_{107}C_{94}$ și $R_{108}C_{95}$. Rezistențele de valoare mică R_{107} și R_{108} sînt șuntate pentru componenta alternativă a semnalului de comandă de condensatoarele C_{94} și C_{95}. În felul acesta, componenta alternativă a semnalului de comandă trece pe bazele tranzistoarelor fără a fi atenuate. Componenta continuă a semnalului (tensiunea cursei directe) este atenuată de divizorul format din una dintre rezistențele R_{107}, R_{108} și rezistența de intrare a tranzistorului. Prin alegerea valorilor rezistențelor R_{107} și R_{108} este posibilă o oarecare variație a regimului de comutație prin varierea mărimii tensiunii de deschidere. Aceste condensatoare înlătură influența capacităților proprii ale tranzistoarelor finale asupra regimului de divizare a impulsului.

În GBL—1 s-a folosit schema de alimentare în serie a etajului final; bobinele de deflexie, legate în paralel, sînt conectate în serie pe circuitul de alimentare. Ca bobină de șoc servește înfășurarea primară w_{12} a TL (Tr_6). În calitate de diodă de amortizare este folosită dioda redresoare de putere D 302 cu parametrii: $U_{adm} = 200$ V, $I_{adm} = 4$ A (în impuls) și rezistența directă în regim dinamic 0,25 Ω.

Redresorul de înaltă tensiune este realizat pe trei kenotroane (Kn_1, Kn_2, Kn_3) tip IȚ 20 B după schema triplării în impuls a tensiunii. Condensatoarele C_{100} și C_{101} sînt condensatoare de înaltă tensiune tip K15—5 de 470 pF și 6,3 kV. Rolul celui de al treilea condensator al redresorului de înaltă tensiune îl îndeplinește capacitatea proprie a cinescopului 25 LK 1B, care este de ordinul a 200 pF.

Redresorul pe dioda D_{16} tip D 226 (Д 226) lucrează în regim de detecție de vîrf a impulsurilor de tensiune ale înfășurării w_{34} și asigură tensiunea de + 300 V pentru electrodul de accelerare al cinescopului (piciorușul *6* al cinescopului 25 LK 1B) și tensiunea de focalizare de 0—300 V, aplicată pe piciorușul *7* al cinescopului 25 LK 1B (25 ЛК-1Б). Tensiunea de focalizare se reglează cu ajutorul potențiometrului R_{110} tip SP3—1B (СП3—1Б). Rezistența acestui poten-

ţiometru trebuie să fie cît mai mare posibil pentru a se evita influenţa sa asupra regimului de lucru al redresorului. Rezistenţa R_{109} limitează curentul prin dioda D_{16}.

Redresorul pe dioda D_1 cu dioda stabilizatoare D_2 asigură tensiunea de — 12 V pentru alimentarea blocului BCC—2 (v. fig. 2.10). Funcţionarea redresorului este descrisă în cap. 2. Redresorul pe dioda D_{17} asigură tensiunea de + 80 V pentru alimentarea etajului final al AVF. Condensatoarele C_{104} şi C_{105} reduc nivelul pulsaţiilor tensiunii redresate.

Durata cursei inverse (de aproximativ 13—14 μs) este deterimnată de mărimea capacităţii condensatoarelor C_{98} şi C_{99}. Pentru reglajul schemei pe durata dată a impulsurilor cursei inverse capacitatea condensatorului C_{99} poate varia între limitele 0,01—0,05 μF. La condensatoarele $C_{98}C_{99}$ sînt aplicate impulsuri de tensiune de intensitate mare, de aceea, datorită pierderilor mari de putere în acest circuit al schemei nu pot lucra condensatoare de orice tip. Condensatoarele tip BM (БМ) şi MBM (МБМ) nu sînt indicate pentru a lucra în regim de impuls şi de aceea, dacă sînt conectate în schemă, se supraîncarcă destul de puternic şi se pot defecta. Se recomandă să se utilizeze condensatoare tip MPO (МПО). Cele mai bune rezultate le dau condensatoarele fluoroplastice de calitate ridicată sau condensatoarele cu mică.

Condensatorul electrolitic C_{93} de capacitate mare este conectat în paralel pe sursa de alimentare şi îi determină rezistenţa sa internă. Rezistenţa de scurgere şi reactanţa inductivă a acestui condensator trebuie să fie minime.

Întrucît pentru comanda celor două tranzistoare ale etajului final este necesară o putere suficient de mare, amplificatorul intermediar conţine două etaje. Etajul prefinal este realizat pe tranzistorul T_{18} tip P 602I, conectat după schema cu colector comun. Etajele prefinal şi final lucrează în contratimp. Adaptarea etajelor şi raportul de fază necesar sînt asigurate de transformatorul Tr_5. În circuitul de emitor al tranzistorului T_{18} este conectată rezistenţa R_{106} de valoare mică. Datorită reacţiei negative ea asigură stabilizarea regimului etajului.

Etajul tampon este realizat pe tranzistorul T_{17} tip P 9A (П 9A) după schema cu emitorul comun. Regimul tranzistorului se asigură cu ajutorul circuitului $R_{105}C_{92}$. Etajele tampon şi prefinal se adaptează cu ajutorul transformatorului Tr_4. Parametrii lui se aleg astfel încît împreună cu etajul prefinal să asigure lărgirea impulsurilor oscilatorului pilot. În paralel pe înfăşurarea primară w_{12} a transformatorului Tr_4 este conectată rezistenţa R_{104}, care şuntează oscilaţiile parazite în etaj.

Pe baza tranzistorului etajului tampon se aplică impulsurile de deschidere de la divizorul rezistiv din circuitul de colector al generatorului autoblocat (rezistenţele R_{102}, R_{103}). În generatorul autoblocat este utilizat tranzistorul tip P 14B (T_{16}). Reacţia pozitivă a generatorului autoblocat care asigură regimul de autoexcitaţie, este asigurată de transformatorul Tr_3. Frecvenţa impulsurilor generatorului autoblocat este dată de circuitul $R_{101}C_{90}$. Condensatorul C_{91} accelerează procesul în avalanşă la comutarea tranzistorului T_{16}. Reglarea brută a frecvenţei oscilaţiilor generatorului autoblocat se realizează cu ajutorul potenţiometrului R_{96}, iar cea fină — cu potenţiometrul R_{89}. Tensiunea reglată se aplică la circuitul de bază al tranzistorului T_{16} prin dioda D_{14} a sistemului RAF şi Ф.

Pentru stabilizarea oscilațiilor generatorului autoblocat s-a introdus circuitul $L_{28}C_{89}R_{99}$. Rezistența R_{100} determină durata impulsurilor oscilatorului pilot. Discriminatorul sistemului RAF și Φ este realizat după schema echilibrată față de impulsurile de sincronizare care se aplică la diodele D_{13} și D_{14} de la separator prin condensatoarele C_{84} și C_{85}. Tensiunea de comparație este formată de către circuitul de integrare $R_{92}C_{83}$ din impulsurile de tensiune ale cursei inverse, care se aplică de la sarcina etajului final. La ieșirea discriminatorului este conectat filtrul de joasă frecvență, format din elementele C_{87}, C_{88}, R_{97}, R_{98}.

Ca urmare a utilizării în schema etajului final a GBL—1 a tranzistoarelor P 201B (П 201Б), destinate pentru lucru în regim de comutație, curentul consumat de generator de la sursa de alimentare poate atinge 1 A, ceea ce pentru $E = 12$ V corespunde unei puteri de 12 W. Dacă se presupune că în cel mai bun caz GBL necesită 55—65% din întreaga putere consumată de televizor, atunci în cazul utilizării unui asemenea generator televizorul poate consuma aproximativ 20 W, ceea ce este cu totul inadmisibil pentru televizorul portabil care se alimentează de la baterie.

Utilizarea tranzistoarelor de putere moderne tip KT 802A, elaborate special în scopul comutării curenților mari, permite îmbunătățirea substanțială a schemei GBL—1 prin reducerea însemnată a consumului de energie de alimentare (fig. 5.9). Tranzistorul KT 802A are o robustețe electrică mai mare decît tranzistorul P 210B (П 201Б) și de aceea în etajul final al GBL—1 este suficient un singur tranzistor KT 802A. O dată cu aceasta cade necesitatea condensatoarelor C_{96}, C_{97} și a circuitelor de bază C_{94}, R_{107} și C_{95}, R_{108}; se ușurează regimul etajului prefinal, care acum, în schema modernizată GBL—1M consumă mai puțin de 150 mA.

Pierderile în bobinele de deflexie pot fi reduse substanțial dacă se utilizează schema de alimentare în paralel a etajului final. Bobinele de deflexie ale schemei din fig. 5.9, destinate pentru cinescopul 25 LK 9B, sînt conectate prin condensatorul de separare C_{97} la priza *3* a transformatorului de linii. Utilizarea schemei de conectare prin autotransformator a bobinelor de deflexie linii și a diodei de amortizare permite obținerea unei liniarități mai bune a curentului de deflexie în partea de mijloc a cursei directe. Redresorul D_{16}, C_{94} îndeplinește în același timp rolul de circuit de protecție a tranzistorului T_{19}.

Puterea consumată de schema GBL—1M de la sursa de alimentare este de asemenea redusă datorită utilizării în etajul prefinal a tranzistorului cu siliciu, de calitate ridicată, tip KT 801 A. Ca rezultat, generatorul necesită o putere de alimentare de 7—8 W.

În schema GBL—1M mai există unele diferențe față de schema GBL—1. De exemplu, este folosită redresarea ambelor alternanțe pe diode tip kenotron, tip 1Ц 20B (1Ц 20B) și condensatoarele de înaltă tensiune C_{99}, C_{100}, tip K15—5 de capacitate 470 pF la 6,3 kV fiecare. În afară de aceasta, este prevăzută o înfășurare specială w_{56} pentru comanda circuitului poartă al RAA. Cealaltă parte a schemei, care include sistemul RAF și Φ, oscilatorul pilot și etajul tampon, rămîne aceeași ca în cazul GBL—1.

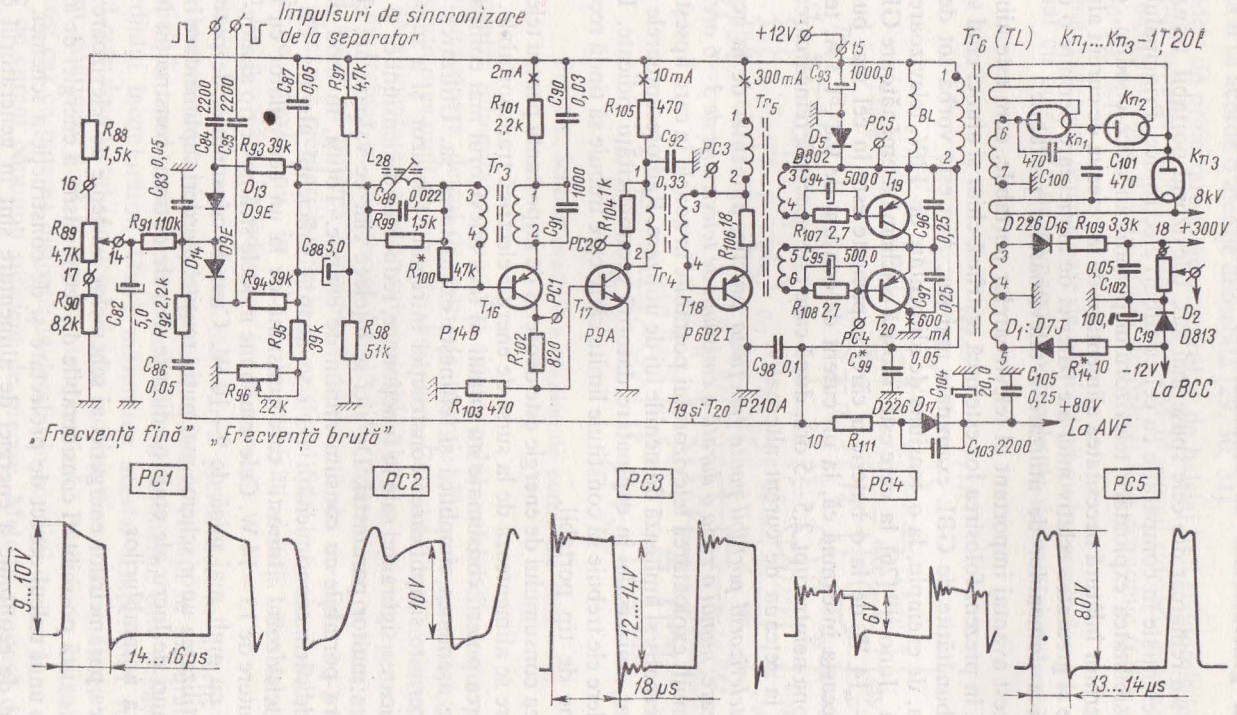


Fig. 5.8. Schema practică a GBL—1.

5.2.2. Schema generatorului de economicitate ridicată (GBL—2)

Așa cum s-a remarcat din cele spuse mai sus, televizorul portabil tranzistorizat are avantaje esențiale în comparație cu cel cu tuburi electronice. Principalul avantaj constă în posibilitatea exploatării televizorului portabil în orice condiții, deoarece existența bateriilor înlătură necesitatea alimentării de la rețeaua de curent altermativ. Dimensiunile și greutatea relativ mici ale bateriei de alimentare permite o extindere considerabilă a domeniilor de utilizare a televizoarelor portabile.

Cu tot acest avantaj important al televizoarelor portabile, cum este alimentarea de la baterie, în prezent folosirea lor este încă restrînsă chiar și atunci cînd se adoptă schemele îmbunătățite de GBL examinate mai sus. Aici este vorba tot despre alimentare. Așa, de exemplu, la o tensiune de alimentare de 12 V, televizoarele portabile din clasa „Iunosti" [26], la care este folosită o schemă asemănătoare GBL—1M, consumă 13—14 W de la o baterie a cărei capacitate este în cel mai bun caz de 3—4 AH. Aceasta înseamnă că, la un curent de consum de 0,8—1,3 A, televizorul poate funcționa neîntrerupt 2,5—5 ore, după care este necesară reîncărcarea acumulatorului de la rețeaua de curent alternativ.

Așadar, *televizorul portabil poate funcționa* practic, alimentat de la acumulator fără reîncărcare, *numai o zi, la o durată a emisiunii de televiziune de 3—6 ore.* Aceasta îngreunează mult exploatarea televizorului portabile în zonele în care lipsește rețeaua de curent alternativ și limitează domeniile lui de utilizare. Radioreceptoarele portabile sînt mult mai universale în exploatare datorită economicității ridicate. Din acest punct de vedere ele trebuie să constituie limita către care trebuie să tindă receptoarele de televiziune de tip portabil.

Reducerea consumului de energie este deosebit de importantă pentru televizoarele portabile care se alimentează de la surse de energie electrică transportabile, deoarece aici micșorarea puterii consumate nu numai că face televizorul mai compact și mai ușor, dar de asemenea simplifică și ieftinește exploatarea sa. Utilizarea schemei economice permite simplificarea construcției întregului televizor și a sursei de alimentare, ridicarea siguranței sale în funcționare, reducerea dimensiunilor și greutății, îmbunătățirea multor parametri. De aici se înțelege clar ce valoare are elaborarea de televizoare portabile cu consum minim de energie. Totuși, în mod paradoxal, problemei ridicării economicității nu i se acordă suficientă atenție. Ca exemplu poate servi televizorul „Iunosti" care consumă de la un acumulator cu tensiunea de 12 V o putere de 13—14 W. Cele mai bune modele străine de tip analog consumă o putere nu cu mult mai mică de 9—10 W. Cauzele consumului de putere relativ mare sînt: utilizarea unor scheme mai puțin reușite, pierderi suplimentare în reperele radio, regimuri de lucru ale etajelor diferite de cele optime, construcția insuficient de îngrijită a ansamblurilor.

Cercetarea parametrilor energetici ai schemelor existente de televizoare portabile au arătat că există posibilități considerabile de economisire a energiei de alimentare în condițiile unui calcul corect de proiectare și de construcție a schemei. Cele mai mari rezerve de economie a energiei de alimentare sînt în generatorul de baleiaj linii, care consumă pînă la 55—65% din puterea consumată de întregul televizor.

De aceea, elaborării cu grije a schemei şi construcţiei generatorului de baleiaj linii trebuie să li se acorde o atenţie deosebită [29, 30, 31].

Metodele de proiectare a generatorului de baleiaj linii economic le vom studia pe exemplul schemei modernizate GBL—1M în scopul ridicării economicităţii sale. Schema modernizată a generatorului de baleiaj linii economic (GBL—2) este prezentată în fig. 5.10.

Cele mai puternice generatoare de baleiaj linii au în sarcina lor trei consumatori: etajul final cu circuitele de comandă, bobinele de deflexie şi redresorul de înaltă

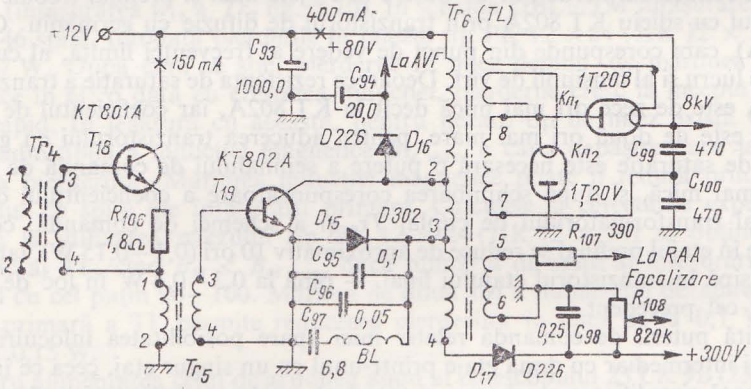


Fig. 5.9. Schema practică a etajelor de putere ale GBL—1M

tensiune pentru alimentarea anodului cinescopului; celelalte circuite pot fi considerate consumatoare destul de mici de energie deoarece, practic, consumul lor nu este resimţit prea mult de sursa de alimentare. Calculele arată că teoretic consumul de putere la alimentarea acestor subansamble ale generatorului pentru cinescopul 23 LK 9B nu trebuie să depăşească 2,0—2,5 W. Măsurarea pierderilor în schema GBL—1M arată că puterea consumată reprezintă de exemplu 7—8 W. Aceasta înseamnă că există pierderi inutile în tranzistorul final şi în circuitele de comandă, în bobinele de deflexie linii, în TL şi în celelalte detalii. Problema constă în măsurarea lor precisă şi în reducerea lor la minim.

În practica inginerească, pentru măsurarea pierderilor în diferite detalii ale schemei, este recomandată metoda termică. Aceasta constă în măsurarea cu suficientă precizie în condiţii de lucru a temperaturii detaliului, care depăşeşte temperatura mediului înconjurător. După măsurarea acestei temperaturi suplimentare generatorul este deconectat iar detaliul este încălzit direct sau indirect cu ajutorul unui curent continuu pînă la aceeaşi temperatură. Puterea în curent continuu, egală în acest caz cu puterea disipată de detaliu în condiţii de lucru, se controlează cu aparate de curent continuu suficient de precise. Metoda propusă de măsurare a pierderilor asigură cea mai mare exactitate.

Măsurările arată că puterea disipată de tranzistorul final tip KT 802A, utilizat în schema GBL—1M, reprezintă de exemplu 3—4 W pentru diferite exemplare de tranzistoare şi este direct proporţională cu rezistenţa de saturaţie a tranzistorului, a cărei mărime are o dispersie deosebit de mare. Din cauza mărimii relativ mici a coeficientului de transfer în curent în regim de saturaţie şi a rezistenţei de intrare mici ale tranzistorului KT 802A, este necesar un semnal de comandă a etajului final de putere mare. Aceasta conduce la complicarea schemei, la necesitatea utilizării unui preamplificator cu două etaje şi la un consum de energie în etajele prefinale de 1,5—2 W.

Pentru reducerea pierderilor de putere în etajele final şi prefinal trebuie înlocuit tranzistorul cu siliciu KT 802A prin tranzistorul de difuzie cu germaniu GT 804B (GT 906A), care corespunde din punct de vedere al frecvenţei limită, al curentului maxim de lucru şi al tensiunii de vîrf. Deoarece rezistenţa de saturaţie a tranzistorului GT 804 A este de zece ori mai mică decît la KT 802A, iar coeficientul de transfer în curent este de două ori mai mare, pentru aducerea tranzistorului cu germaniu în regim de saturaţie este necesară o putere a semnalului de comandă de aproape zece ori mai mică, şi după schimbarea corespunzătoare a coeficientului de transformare al transformatorului de cuplaj Tr_2 şi a schemei de comandă, consumul de energie în etajul prefinal se reduce de aproximativ 10 ori (0,1—0,15 W), iar puterea care se disipă în tranzistorul etajului final, — pînă la 0,3—0,4 W în loc de 3—4 W cît era la cel precedent.

Datorită puterii de comandă relativ mici apare posibilitatea înlocuirii amplificatorului intermediar cu două etaje printr-unul cu un singur etaj, ceea ce înseamnă o importantă simplificare a schemei şi totodată creşterea siguranţei în funcţionare. În etajul prefinal realizat după o asemenea schemă se foloseşte tranzistorul de putere mică şi ieftin tip MP 37A (МП 37A). Cele mai bune rezultate le dă tranzistorul tip KT 315.

Pierderile în dioda de amortizare sînt proporţionale cu mărimea rezistenţei sale directe. Măsurările au arătat că puterea disipată pe dioda tip D 302 din schema GBL—1M reprezintă 0,5—0,7 W. Înlocuirea acestei diode prin tranzistorul GT 804B, a cărei joncţiune de colector îndeplineşte rolul diodei de amortizare, a condus la reducerea puterii pînă la 0,2 W. Aproape acelaşi cîştig se obţine prin folosirea ca diodă de amortizare a diodei tip D 304, a cărei rezistenţă directă este de două ori mai mică decît rezistenţa directă a diodei D 302.

Deosebit de mari, în schema GBL—1M, s-au dovedit a fi pierderile în condensatoarele conectate în paralel pe dioda de amortizare şi care determină durata cursei inverse a baleiajului de linii; cu toate că au o capacitate mică (0,1—0,15 μF) pierderile în ele, la utilizarea condensatoarelor tip MPO, ating 0,3—0,5 W. Utilizarea condensatoarelor cu mică (C_{85} şi C_{86} în schema din fig. 5.10) cu factorul de calitate egal cu 1 000—3 000 a micşorat pierderile în ele pînă la cîteva sutimi de watt. Trebuie precizat că din cauza factorului lor de calitate redus nu se recomandă utilizarea în aceste circuite a condensatoarelor cu hîrtie tip BM, MBM etc. Pierderile în acestea pot atinge un watt şi mai mult. Din această cauză, în calitate de condensator de separare C_{98}, conectat în serie cu bobinele de deflexie linii, este nepermisă utilizarea condensatorului tip MBGO (МБГО). Se recomandă utilizarea

numai a condensatorului tip K42—11. În caz contrar, puterea consumată de generatorul de linii se mărește cu 0,3—0,5 W.

Din punct de vedere energetic nu se recomandă, de asemenea, conectarea bobinelor de deflexie la etajul final după schema cu autotransformator, așa cum se procedează în schema GBL—1M. Cercetările au arătat că în această schemă au loc pierderi însemnate în înfășurarea primară a transformatorului de linii (în jurul a 0,2 W). Utilizarea schemei cu bobină de șoc (v. fig. 5.10) a permis reducerea pierderilor în înfășurarea primară pînă la 0,1 W.

Pierderile suplimentare de putere din înfășurările și miezul transformatorului de linii pot fi reduse prin alegerea corectă a numărului de spire din înfășurarea primară (înfășurarea w_{12} a Tr_3 fig. 5.10). În schema GBL—1M înfășurarea primară conține 46 spire, totodată pierderile în miezul tip PK 12 ×24 (ПК 12 × 24) reprezintă 0,7 W. După cum se știe, pierderile în miez depind de mărimea inducției magnetice în el; o dată cu creșterea inducției, pierderile cresc la început lent apoi foarte rapid. În legătură cu aceasta, pentru fiecare tip de miez există o mărime maxim admisibilă a inducției magnetice $B_{M\ max}$, a cărei depășire duce la creșterea bruscă a pierderilor. Mărimea inducției magnetice poate fi redusă prin creșterea numărului de spire ale înfășurării primare. Calculele și cercetările experimentale arată că la utilizarea miezului tip PK 12 × 24 (ПК 12 × 24) se obține regimul economic al TL, cînd $B_M < B_{M\ max}$, dacă numărul de spire al înfășurării primare este egal cu cel puțin 90—100. Mărirea de două ori a numărului de spire din înfășurarea primară a TL permite reducerea pierderilor în miez de la 0,7 W pînă la aproape 0,15 W.

Pentru alimentarea celui de al doilea anod al cinescopului 23 LK 9B (23 ЛК 9Б), redresorul de înaltă tensiune trebuie să asigure o tensiune de 9 kV la un curent de fascicul maxim de 65 μA. În felul acesta, la alimentarea anodului cinescopului se consumă aproximativ 0,6 W. În consecință, din cauza pierderilor în bobina de înaltă tensiune și în redresor, această cifră se ridică aproape la dublu. Pierderile în înfășurarea de înaltă tensiune a TL sînt direct proporționale cu puterea a doua a tensiunii pe ea. De aceea, pentru micșorarea pierderilor este rațional să se micșoreze numărul de spire al bobinei de înaltă tensiune. Condiția asigurării înaltei tensiuni date conduce, în acest caz, la necesitatea utilizării schemei de multiplicare de mai multe ori a tensiunii în redresorul de înaltă tensiune.

În schema din fig. 5.10 este folosită schema multiplicării în impuls de cinci ori cu cinci redresoare cu seleniu tip 5 GE 80AF (5 ГЕ 80АФ). Numărul total de rondele cu seleniu din coloană este determinat de mărimea tensiunii redresate și nu depinde de factorul de multiplicare. De aceea, la mărirea numărului de multiplicări pierderile pe rezistențele directe ale redresoarelor nu cresc, iar pierderile totale scad pe măsura reducerii tensiunii pe bobina de înaltă tensiune. Un alt avantaj esențial al redresoarelor cu seleniu îl constituie lipsa circuitelor de încălzire, ceea ce permite o simplificare însemnată a construcției TL și creșterea economicității generatorului. Precizăm că la GBL—1M pe circuitele de încălzire ale kenotroanelor de înaltă tensiune se disipă o putere de aproximativ 0,8 W.

La construirea sistemului de deflexie de gabarit mic de eficacitate maximă este necesar să se țină seama de o serie de factori, ca efectul de margine, distribuția

neuniformă a cîmpului magnetic, influența materialului și configurației miezului de ferită, coeficientul de umplere a ferestrei miezului cu înfășurări. În cazul alegerii optime a tuturor parametrilor SD se poate mări considerabil de mult eficacitatea sa și pot fi reduse pierderile inutile de putere de aproximativ 2—3 ori în comparație cu SD al GBL—1M. Detalii despre construirea SD de eficacitate ridicată se dau în paragraful 5.4.

Utilizarea ansamblelor și schemei etajului final proiectate conform recomandărilor făcute în scopul reducerii energiei consumate pentru alimentare, permit reducerea energiei disipate de etajul final pînă la 2,0—2,3 W, în loc de 7 W, la un curent de consum de 180—200 mA. Totodată, etajul prefinal T_{19} consumă de la sursa de alimentare un curent de aproximativ 15 mA (0,2 W), iar generatorul autoblocat pe tranzistorul T_{19}, 2 mA (0,024 W). Oscilatorul pilot cu un astfel de consum are o bandă de sincronizare relativ mare (pînă la 1 kHz). În felul acesta, consumul total de putere al generatorului de baleiaj linii nu depășește 2,5 W. Acesta este aproape de trei ori mai mic decît consumul schemelor existente. Utilizarea generatorului de baleiaj linii economic împreună cu schemele economice fără transformator ale baleiajului de cadre și amplificatorului de joasă frecvență permit reducerea consumului de putere al televizorului pe cinescopul 23 LK 9B (23 ЛК 9Б) pînă la 4W. Un asemenea televizor economic poate funcționa neîntrerupt, alimentat de la un acumulator cu capacitatea de 3 AH, aproximativ 10 ore, în loc de trei ore ca în cazurile anterioare. Aceasta este deosebit de important pentru televizoarele portative.

Schema GBL—3 cu oscilator sinusoidal. La varianta pentru automobil a televizorului portabil, expus acțiunii perturbațiilor electrice create de sistemul de aprindere al automobilului, se impun cerințe deosebit de stricte pentru partea de sincronizare a imaginii. În acest caz, de regulă, este insuficientă banda de sincronizare de ordinul a 1 kHz. Obținerea unei benzi așa de mari în schemele descrise este posibilă numai pe seama complicării lor. Utilizarea în locul generatorului autoblocat a oscilatorului sinusoidal în combinație cu sistemele existente de RAF și Ф permite lărgirea considerabilă a benzii de sincronizare fără reducerea puterii de ieșire a generatorului de baleiaj linii.

În fig. 5.11 este prezentată schema de principiu a GBL—3 cu oscilator sinusoidal. Oscilatorul sinusoidal (v. fig. 5.6) este realizat pe tranzistorul T_{19} tip KT 315. Utilizarea tranzistorului cu siliciu mărește stabilitatea la temperatură a etajului. Etajul realizat pe tranzistorul T_{18} tip KT 301J este un etaj cu reactanță și lucrează ca o capacitate conectată în circuitul oscilant al oscilatorului sinusoidal. Pe baza tranzistorului etajului cu reactanță se aplică tensiunea de reglare de la sistemul RAF și Ф, care utilizează schema discriminatorului nesimetric.

Etajele final și prefinal (T_{20}, T_{21}) ale GBL—3 nu diferă practic de etajele existente în schema GBL—2. Diferența constă în aceea că în redresorul de înaltă tensiune al GBL—3 s-a folosit schema redresării ambelor alternanțe pe redresoare cu seleniu tip 5 GE 200 AF (5 ГЕ 200 АФ). Schema studiată a oscilatorului, în cazul unui acord corect, poate asigura o bandă de sincronizare pînă la 2 kHz. Totodată nu mai este necesară reglarea fină a frecvenței liniilor; se folosește numai reglarea brută (potențiometrul R_{90}). În cazul unei îngustări relativ mici a benzii de sincronizare

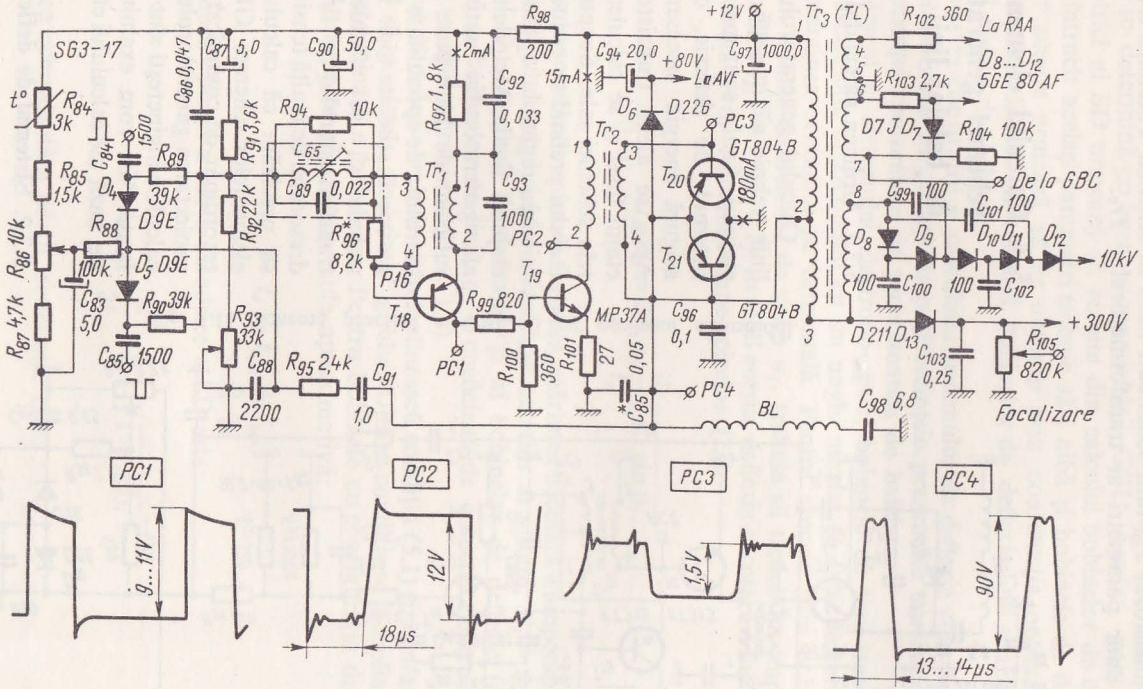


Fig. 5.10. Schema practică a GBL—2 de economicitate ridicată.

(pînă la aproximativ 1,5 kHz) în schema GBL—3 se poate renunța la etajul intermediar pe tranzistorul T_{20} fără schimbări mari în schemă. Totodată este necesară modificarea unor parametri ai transformatorului Tr_2.

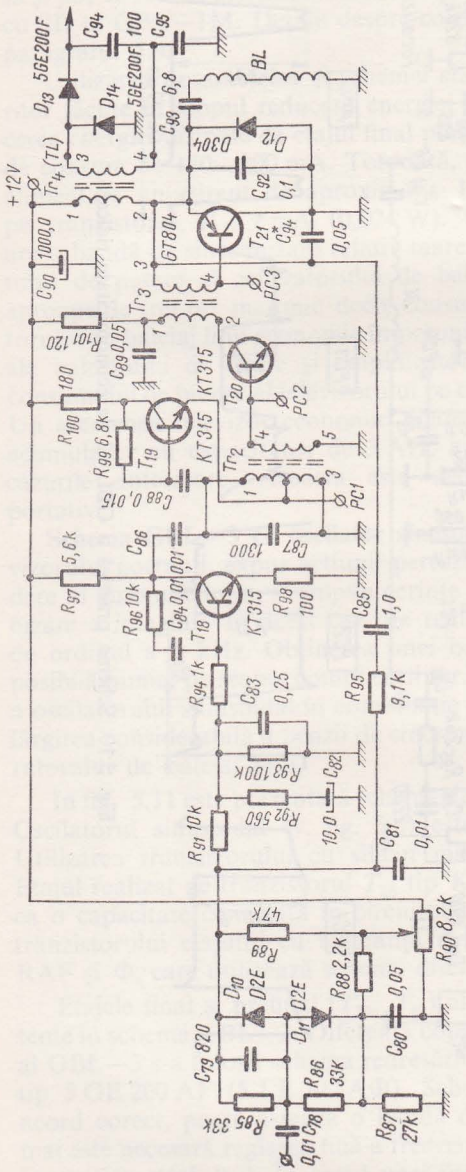


Fig. 5.11. Schema practică a GBL—3 cu oscilator sinusoidal.

5.3. Calculul elementelor schemei generatorului de baleiaj linii

5.3.1. Ordinea calculului

Calculul generatorului de baleiaj linii trebuie să înceapă cu calculul etajului final, sau mai exact, cu sistemul de deflexie, deoarece el asigură energia necesară deflexiei. Apoi se alege tranzistorul pentru etajul final și se calculează elementele schemei sale. Scopul calculului etajului prefinal se reduce la determinarea regimului optim al comenzii etajului final. Metodele de calcul ale generatorului autoblocat sînt suficient de bine puse la punct în literatura de specialitate și de aceea nu vor fi studiate aici. În încheiere trebuie să se efectueze calculul transformatorului de linii și al redresorului de înaltă tensiune. Trebuie să precizăm că calculul exact al elementelor schemei GBL este extraordinar de complicat. Totuși, la proiectarea generatorului, de obicei, calculele inginerești sînt mult simplificate. Aici vom examina metodele de bază ale calculului etajelor finale.

5.3.2. Sistemul de deflexie

Calculul parametrilor SD trebuie să fie condus astfel încît să asigure cea mai mare eficacitate a bobine-

lor de deflexie linii. Se face această afirmație deoarece indicii energetici ai televizorului se determină pe baza economicității GBL. Așadar, parametrii electrici și geometrici ai SD urmează să rezulte din calculul bobinelor de deflexie pe orizontală, întrucît aceiași parametri trebuie să-i aibă și bobinele de deflexie pe verticală, iar aceștia urmează să fie obținuți prin construcția optimă a bobinelor. De aici se poate deduce că calculul bobinelor de deflexie linii se referă la calculul întregului sistem de deflexie.

Dificultatea construirii și calculului sistemului de deflexie constă în aceea că el trebuie să satisfacă în același timp și cerințele prezentate de sistemul electrono-optic și cerințele prezentate de generatoarele de baleiaj.

Ca element al sistemului electrono-optic, bobinele de linii trebuie să asigure deflexia fasciculului cinescopului cu un unghi maxim Q_l față de centrul ecranului pînă la marginea ecranului pe orizontală. Pentru aceasta prin bobinele de linii, care au un număr determinat de spire w_l, trebuie să treacă un impuls de curent de amplitudine I_M (vezi fig. 5.1). În felul acesta, deflexia necesară a fasciculului poate fi caracterizată prin valoarea amperspirelor [23]:

$$I_M w_l = 2{,}7\, q_ş \frac{d}{l_e} \sqrt{E_I \sin \theta_l}. \tag{5.1}$$

După cum se vede din această formulă, mărimea necesară a amperspirelor depinde de parametrii cinescopului (d — diametrul exterior al gîtului, E_I — înalta tensiune a anodului, θ_l — unghiul de deflexie) și ai bobinelor de deflexie (l_e — lungimea echivalentă a bobinelor de linii, $q_ş$ — coeficient de corecție pentru bobinele sub formă de șa egal aproximativ cu 1,4).

Sistemul de deflexie trebuie să îndeplinească condiția (5.1) și, în afară de aceasta, nu trebuie să producă „umbrirea" gîtului. Ultima condiție se îndeplinește pentru o lungime determinată a bobinelor. Pentru bobinele cu configurația din fig. 5.12, *a*, mărimea l_e se poate găsi cu formula aproximativă:

$$l_e = l_{opt} + l_{te}, \tag{5.2}$$

unde lungimea optimă a părții cilindrice a SD este:

$$l_{opt} = \frac{d}{2k_d}(1 + \sqrt{1 + k_d^2}),$$

iar lungimea echivalentă a părții tronconice este:

$$l_{te} = \frac{d}{2}, \frac{2 + k_d}{1 + k_d};$$

$k_d = \operatorname{tg} \theta_d$ (θ_d este unghiul de deflexie a fasciculului cinescopului pe diagonală).

Mărimea unghiului de deflexie pe orizontală θ_l, pentru valori cunoscute ale lui θ_d și a formatului ecranului ε, poate fi determinată cu formula:

$$\theta_l = \operatorname{arc\,tg}\left(k_d \sqrt{\frac{1}{1+\varepsilon^2}}\right). \tag{5.3}$$

Acum trebuie determinat raportul dintre mărimile I_M și w_l pentru valori date ale amperspirelor. Numărul de spire al bobinelor de linii w_l trebuie să aibă o astfel

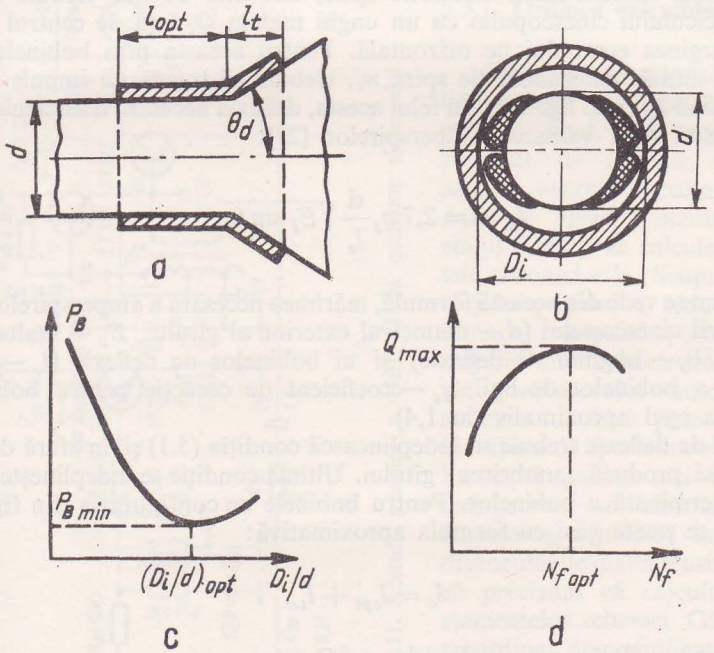


Fig. 5.12. Sistemul de deflexie :
a — dispunerea sistemului de deflexie pe cinescop; *b* — secțiune transversală prin bobinele de linii ; *c* — graficul dependenței ; $P_B = f(D_i\, d)$; *d* — graficul dependenței $Q = f(N_f)$.

de mărime încît inductanța bobinelor L, determinată cu relația aproximativă

$$L = l_e w_l^2\ 10^{-8}, \tag{5.4}$$

să asigure creșterea curentului pînă la valoarea I_M pe durata $T_d/2$ (T_d este durata cursei directe a baleiajului) pentru o anumită mărime a tensiunii de alimentare E.

Presupunînd că legea de variaţie a curentului de deflexie este liniară, obţinem:

$$L = \frac{ET_d}{2I_M}. \tag{5.5}$$

Rezolvînd sistemul de ecuaţii (5.4) şi (5.5), găsim:

$$I_M = (I_M w_l)^2 \frac{2l_e}{ET_d} 10^{-8}. \tag{5.6}$$

Cunoscînd I_M, nu este greu să se determine numărul necesar de spire

$$w_l = \frac{(I_M w_l)}{I_M}, \tag{5.7}$$

după care, cu una din formulele (5.4) sau (5.5), se determină inductanţa bobinelor de deflexie. În afară de aceasta, mărimea inductanţei trebuie să satisfacă o anumită distorsiune de neliniaritate admisă pentru curentul de deflexie, care este caracterizată prin coeficientul:

$$\gamma = \frac{1 - e^{-\frac{T_d R}{L}}}{1 + e^{-\frac{T_d R}{L}}}, \tag{5.8}$$

unde R este rezistenţa echivalentă sumă a circuitului serie al bobinelor de deflexie.

Cerinţele stricte referitoare la economicitatea televizoarelor portabile tranzistorizate şi a dispozitivelor de reproducere a imaginii condiţionează particularităţile specifice ale calculului parametrilor electrici şi constructivi ai sistemelor de deflexie de gabarit mic. Pînă în prezent eficacitatea sistemelor de deflexie în majoritatea cazurilor se apreciază foarte unilateral; se calculează cu aproximaţie numai eficacitatea constructivă S_c, determinată de energia cîmpului magnetic necesară pentru deflexia fasciculului electronic cu un unghi dat:

$$S_c = \frac{2 \sin^2 \theta_l}{\alpha_k (I_M w_l)^2}. \tag{5.9}$$

Această expresie ţine seamă numai de influenţa parametrilor geometrici ai sistemului de deflexie asupra eficacităţii sale. Totodată, pierderile de putere în sistemul de deflexie, determinate de parametrii săi electrici, de regulă, se neglijează. În proiectarea sistemelor de deflexie de gabarit mic este necesar să se efectueze optimizarea parametrilor după eficacitatea electrică S_e, determinată de pierderile de putere în sistem, raportate la energia de deflexie.

Eficacitatea electrică a bobinelor de linii este comod să se exprime ca raportul dintre puterea reactivă P_L, necesară pentru deflexie, şi pierderile de putere P_B în bobinele de deflexie:

$$S_e = \frac{P_L}{P_B}. \tag{5.10}$$

Eficacitatea electrică a sistemului pentru o putere reactivă neschimbată este cu atît mai ridicată cu cît sînt mai mici pierderile de putere. Puterea reactivă de deflexie se caracterizează prin energia necesară deflexiei şi se determină cu formula:

$$P_L = \frac{LI_M^2}{2T}, \tag{5.11}$$

unde T este durata perioadei de baleiaj linii.

Pentru o frecvenţă dată a baleiajului de linii $f_l = \frac{1}{T}$, pierderile de putere în sistemul de deflexie depind de amplitudinea curentului de deflexie I_M şi de rezistenţa bobinelor în curent alternativ. Cercetările au arătat că luarea în considerare a rezistenţei bobinelor în curent alternativ şi utilizarea unor metode de micşorare a ei permit o creştere considerabilă a eficacităţii electrice a sistemelor de deflexie.

Pierderile de putere în sistem sînt de asemenea direct proporţionale cu patratul amplitudinii curentului de deflexie:

$$P_B = k_f I_M^2 R_a, \tag{5.12}$$

unde R_a este rezistenţa bobinelor de deflexie la curent alternativ;

k_f — un coeficient de proporţionalitate care depinde de forma curentului de deflexie (factorul de formă).

Aşa cum s-a arătat, amplitudinea curentului de deflexie este cu atît mai mică, cu cît este mai mare eficacitatea constructivă a sistemului. Prin urmare, pierderile de putere sînt mai mici pentru sistemele cu eficacitate constructivă mai mare.

Pe baza raţionamentelor prezentate şi a formulelor (5.11), (5.12) nu este greu să se obţină:

$$S_e = \frac{L}{2Tk_f R_a} = \frac{Q}{4\pi k_f}, \tag{5.13}$$

unde $Q = \frac{\omega_l L}{R_a}$ este factorul de calitate al bobinelor de deflexie linii.

Eficacitatea electrică a bobinelor de deflexie împreună cu eficacitatea constructivă permit o estimare mult mai completă a calităţii sistemului de deflexie, deoarece pe

lîngă frecvenţa curentului alternativ şi rezistenţa bobinelor la curent alternativ, se ţine seamă şi de forma curentului care trece prin bobine.

Rezistenţa bobinelor de deflexie la curent alternativ R_a este totdeauna mai mare decît rezistenţa la curent continuu R_c datorită pierderilor suplimentare în conductor provocate de curenţii Foucault şi ca urmare a deplasării curentului la suprafaţa conductorului (efectul pelicular). În scopul micşorării rezistenţei R_c, la confecţionarea bobinelor de deflexie se folosesc conductoare din cupru, care au o rezistivitate mică.

Evident că pentru micşorarea rezistenţei bobinelor în curent continuu este necesar să se mărească fereastra de bobinare a miezului prin mărirea diametrului său interior D_i (fig. 5.12, *b*). Dacă se neglijează influenţa coeficientului de umplere şi a lungimii medii a spirelor bobinei asupra lui D_i, atunci rezistenţa bobinelor la curent continuu poate fi considerată invers proporţională cu patratul diametrului interior al miezului.

Totuşi, o dată cu mărirea diametrului interior al miezului, se micşorează eficacitatea constructivă a sistemului de deflexie. Mărimea optimă a diametrului interior este raţional să se determine din condiţia celor mai mici pierderi în bobinele de deflexie. Din formula (5.12) se vede că, pe de o parte, la mărirea amplitudinii curentului de deflexie, care duce inevitabil la scăderea eficacităţii sistemului ca urmare a creşterii diametrului interior al miezului, cresc pierderile de putere în bobine; pe de altă parte, pierderile se reduc o dată cu micşorarea rezistenţei bobinelor. În felul acesta există o mărime optimă a diametrului interior al miezului sistemului de deflexie, pentru care pierderile în bobinele de linii sînt minime (fig. 5.12, *c*). Experienţa în proiectarea SD de eficacitate maximă arată că pentru cinescopul tip 23 LK 9B (23 ЛК 9Б) diametrul optim al miezului este caracterizat de raportul $D_i/d = 1{,}6$.

Pentru micşorarea pierderilor suplimentare de putere datorate curenţilor Foucault şi efectului pelicular este raţional să se folosească pentru confecţionarea bobinelor de deflexie conductoare dispuse în „toron". Această concluzie a reieşit din teoria efectului pelicular, care afirmă că pentru micşorarea rezistenţei conductorului la curent alternativ trebuie mărit perimetrul total al secţiunii sale.

Totuşi, la un grad mare de dispersare a bobinajului se micşorează coeficientul de umplere. De aici rezultă clar că la mărirea gradului de dispersie a înfăşurărilor rezistenţa bobinelor în curent alternativ la început se micşorează datorită reducerii pierderilor suplimentare, iar apoi se măreşte din cauza micşorării coeficientului de umplere.

În fig. 5.12, *d* este prezentată dependenţa factorului de calitate al bobinelor de deflexie de numărul de fire N_f din toronul cu care se execută bobinarea. Problema determinării gradului optim de dispersie a înfăşurării este greu de rezolvat analitic, dar pentru proiectarea inginerească a sistemelor de deflexie de eficacitate maximă această problemă poate fi rezolvată experimental [34]. Astfel, curba din fig. 5.12, *d* a fost obţinută pe baza studiilor experimentale asupra factorului de calitate al sistemului de deflexie aparţinînd televizorului „Iunosti" pentru diferiţi parametri de execuţie ai bobinelor de deflexie. Rezistenţa în curent alternativ a bobinelor

realizate cu toron compus din 50—80 fire de diametru 0,10—0,12 mm, este cu 5—8% mai mare decît rezistența lor la curent continuu.

Exemplul 5.1. Să se calculeze parametrii de bază ai sistemului de deflexie pentru cinescopul 23 LK9 B (23 ЛК9 Б) cunoscînd următoarele date: $2\theta_d = 90°$, $d = 20$ mm, $E = 9$ kV, $\varepsilon = 5/4$. În afară de acestea considerăm date $E = 12$ V, $T = 64\ \mu$s, $T_d = 50\ \mu$s și $T_i = 14\ \mu$s.

Pentru determinarea numărului necesar de amperspire, utilizînd formulele (5.2) și (5.3) găsim:

$$k_d = \operatorname{tg} 45° = 1,$$

$$\theta_l = \operatorname{arctg}\left(1 \sqrt{\frac{1}{1 + (5/4)^2}}\right) = 38°,$$

$$l_{opt} = \frac{20}{2 \cdot 1}\left(1 + \sqrt{1 + 1}\right) = 24\,\text{mm}$$

$$l_{te} = \frac{20}{2}\left(\frac{2 + 1}{1 + 1}\right) = 15\,\text{mm},$$

$$l_e = 24 + 15 = 39\ \text{mm}.$$

Admițînd $q_l = 1,4$, după formula (5.1) găsim:

$$I_M w_l = 2,7 \cdot 1,4 \frac{20}{39} \sin 38° \sqrt{9 \cdot 10^3} = 115\ \text{Asp}.$$

Cu ajutorul formulei (5.6) calculăm amplitudinea necesară a curentului de deflexie

$$I_M = 115^2 \frac{2 \cdot 3,9 \cdot 10^{-8}}{12 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} \approx 2\ \text{A}.$$

După formulele (5.5) și (5.7) găsim:

$$L = \frac{12 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 2} = 150\mu\text{H},$$

$$w_l = 115/2 = 58\ \text{spire}.$$

Conform recomandărilor privind ridicarea eficacității constructive și electrice a SD, din condiția pierderilor minime obținem:

$$D_e = 1,6\, d = 1,6 \cdot 20 = 32\ \text{mm},$$

$$N_f = 30 - 70\ \text{fire}.$$

Totodată $R_a \approx R_c = 0,1 - 0,15\ \Omega$, iar pentru curentul în dinte de ferăstrău ($k_f \approx 1/3$) conform relației (5.13):

$$S_e = \frac{150 \cdot 10^{-6}}{2,64 \cdot 10^{-6} \cdot 1/3 \cdot 0,1} = 35.$$

5.3.3. Etajul final

Particularitatea calculului etajului final al GBL din televizorul portabil constă în aceea că tensiunea de alimentare a schemei, E, este dată. În afară de aceasta se consideră daţi următorii parametri: durata perioadei T, durata cursei directe T_d şi durata cursei inverse T_i ale baleiajului de linii; coeficientul de distorsiuni de neliniaritate γ. Celelalte date necesare pentru calcul au fost determinate în paragraful precedent (L şi I_M). Calculul trebuie să înceapă cu alegerea tipului tranzistorului de putere pentru etajul final. Regimul de lucru al etajului final depinde de mărimea energiei magnetice necesară pentru deflexia fasciculului cinescopului cu un unghi dat pe orizontală şi este determinată de construcţia sistemului de deflexie, de diametrul gîtului, de unghiul de deflexie şi de valoarea înaltei tensiuni a cinescopului. Mărimea necesară a energiei magnetice a amper-spirelor este univoc legată de puterea de întrerupere pe sistemul de deflexie al generatorului, adică de produsul valorii în impuls a curentului I_r pe timpul cursei directe şi a tensiunii U_r pe timpul cursei inverse (v. fig. 5.1):

$$P_r = U_r I_r. \tag{5.14}$$

Întrucît în prima jumătate a cursei directe curentul de deflexie circulă prin dioda de amortizare (v. fig. 5.2), tranzistorul etajului final, în cazul ideal, trebuie să conducă impulsul de curent $I_M \approx 0{,}5\, I_r$. În schemele reale, din cauza pierderilor, $I_{CM} > I_M$, de obicei $I_{CM} = (1{,}1 - 1{,}3)\, I_M$. De aceea puterea de întrerupere pe tranzistor poate fi determinată după formula:

$$P_{rT} = (1{,}1 - 1{,}3)\, I_M U_r. \tag{5.15}$$

Mărimea impulsului de tensiune U_r depinde de durata cursei inverse şi de tensiunea de alimentare. Dacă nu se ţine seamă de acordul schemei pe armonica a treia a frecvenţei cursei inverse, mărimea U_r poate fi determinată în felul următor: [28]

$$U_r = E\left[1 + \frac{\pi}{2}(q - 1)\right], \tag{5.16}$$

unde: $q = \dfrac{T}{T_i}$ este inversul coeficientului de umplere al impulsurilor de tensiune.

Parametrii în impuls ai tranzistorului etajului final trebuie să satisfacă următoarele inegalităţi:

$$U_{CE\,adm} \geqslant 1{,}3\, U_r,\ I_{C\,adm} \geqslant 1{,}2\, I_{CM},\ P_{C\,adm} \geqslant 1{,}3\, P_{rT}. \tag{5.17}$$

Coeficienţii numerici din (5.17) determină toleranţele corespunzătoare ale mărimilor parametrilor în impuls.

Întrucît inductanța și rezistența bobinelor de deflexie sînt cunoscute, atunci după formula (5.8) se poate determina limita rezistenței de saturație a tranzistorului R_{sat}, care asigură coeficientul dat al distorsiunilor de neliniaritate:

$$R_{sat} \leqslant -\frac{L}{T_d} \ln \frac{1-\gamma}{1+\gamma} - R_a. \tag{5.18}$$

La transformarea formulei (5.8) se ține seamă că $R = R_{sat} + R_a$ (R_a — este rezistența bobinelor la curent alternativ). Dacă tranzistorul ales nu satisface cerința (5.18), în schema etajului este necesar să se introducă un regulator de liniaritate.

Cunoscîndu-se pentru tranzistorul ales mărimile timpului de comutație t_c, rezistența inversă a tranzistorului blocat R_i și R_{sat}, se calculează pierderile de putere în joncțiunea de colector:

$$P_{jc} = \frac{(q-1)\,P_r^2\,R_{sat}}{3qU_r^2} + \frac{U_r^2}{2qR_i} + \frac{P_r \pi^2 t_c^2}{12\,T_i^2 q\left[1+\frac{\pi}{2}(q-1)\right]}. \tag{5.19}$$

Primul termen al acestei expresii determină pierderile pe rezistența R_{sat}, al doilea — pierderile pe durata cursei inverse și al treilea — pierderile pe durata comutației.

Mărimea capacității condensatorului C, care dă durata cursei inverse, se găsește după formula:

$$C = \frac{T_i^2}{\pi^2 L} - C_p', \tag{5.20}$$

unde C_p' este capacitatea parazită a TL, prezentată de circuitul primar. După cum se vede din (5.20), capacitatea $C + C_p'$ trebuie să aibă o astfel de valoare încît perioada oscilațiilor circuitului paralel LC să fie egală cu dublul duratei cursei inverse.

Capacitatea condensatorului de corecție în S se calculează după următoarea formulă:

$$C_s = \frac{g_s T_d^2}{\pi^2 L}, \tag{5.21}$$

unde g_s este un coeficient de corecție, a cărui mărime se determină practic.

Exemplul 5.2. Să se calculeze etajul final care să asigure deflexia fasciculului în cinescopul 23 LK9B (23 ЛК9Б), pornind de la datele inițiale E, L, I_M, T, T_d, T_i, ale căror mărimi sînt cunoscute din exemplul precedent (5.1). În afară de acestea, se dă $\gamma \leqslant 15\%$.

După formula (5.16) se găsește amplitudinea impulsului de tensiune

$$U_r = 12\left[1 + \frac{3{,}14}{2}(4{,}6-1)\right] = 80 \text{ V},$$

unde:

$$q = \frac{T}{T_i} = \frac{64}{14} = 4{,}6.$$

Utilizîndu-se relaţiile (5.14) şi (5.15) se determină mărimile puterilor de întrerupere:

$$P_r = 80 \cdot 4 = 320 \text{ VA},$$

$$P_{rt} = 1{,}2 \cdot 2 \cdot 80 \approx 200 \text{ VA}.$$

Pe baza datelor obţinute, a inegalităţii (5.17) şi a tabelului (5.2) putem stabili că în etajul final al schemei calculate, poate fi folosit tranzistorul tip GT 804B (ГТ 80 Б) (sau KT802 A sau GT 906 A (ГТ 906 А)), deoarece

$$U_{ce\ adm} = 150 \text{ V} > 1{,}3 \cdot 80 = 104 \text{ V},$$

$$I_{c\ adm} = 10 \text{ A} > 1{,}2 \cdot 2{,}4 = 2{,}9 \text{ A}.$$

Tranzistorul tip GT 804 B, care are $R_{sat} = 0{,}1\ \Omega$ pentru $R_{c\ max} = 0{,}2\ \Omega$ satisface de asemenea cerinţa liniarităţii date a curentului de deflexie, deoarece R_{sat}, determinat după formula (5.18), este mai mic de 0,1 Ω. Prin urmare,

$$R_{sat} = 0{,}1\ \Omega < -\frac{150 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-6}} \ln \frac{1 - 0{,}15}{1 + 0{,}15} - 0{,}2 = 5{,}8\ \Omega.$$

Pentru majoritatea tranzistoarelor de putere $R_i = 5 - 10$ kΩ. Din tabelul 5.2 se ştie că pentru tranzistorul GT 804 B (ГТ 804 Б) $t_c = 0{,}5\ \mu$s. Cunoscînd aceşti parametri, cu ajutorul formulei (5.19) găsim

$$P_{jc} = \frac{(4{,}6 - 1)\, 320^2 \cdot 0{,}1}{3 \cdot 4{,}6 \cdot 80} + \frac{80^2}{2 \cdot 4{,}6 \cdot 5 \cdot 10^3} +$$

$$+ \frac{320 \cdot 3{,}14^2 \cdot (0{,}5 \cdot 10^{-6})^2}{12 \cdot (14 \cdot 10^{-6})^2\, 4{,}6 \left[1 + \frac{3{,}14}{2}\, (4{,}6 - 1)\right]} = 0{,}5 + 0{,}14 + 0{,}001 = 0{,}641 \text{ W}.$$

După formulele (5.20) şi (5.21) determinăm valorile capacităţilor:

$$C + C_p' = \frac{(14 \cdot 10^{-6})^2}{3{,}14^2 \cdot 150 \cdot 10^{-6}} = 0{,}135\ \mu\text{F}$$

$$C_s = \frac{4(50 \cdot 10^{-6})^2}{3{,}14^2 \cdot 150 \cdot 10^{-6}} = 6{,}7\ \mu\text{F}$$

(pentru cinescopul 23 LK9B $g_s \approx 4$).

Mărimea calculată a capacităţii parazite $C_p' \ll C + C_p'$ şi de aceea, de regulă, se ia $C = 0{,}135\ \mu$F.

5.3.4. Etajul prefinal

Pe durata cursei directe a baleiajului, tranzistorul etajului final trebuie să se găsească în stare de saturație, adică:

$$I_{b\ min} = G_s \frac{I_{cM}}{\beta_{min}}, \tag{5.22}$$

unde $I_{b\ min}$ este curentul de bază minim al tranzistorului final, pe care-l asigură etajul prefinal; β_{min} — valoarea minimă a coeficientului de transfer în curent în regim de saturație; G_s — gradul de saturație care depinde de caracteristicile etajului final și de regimul său de lucru [32].

La calculul etajului prefinal se poate folosi schema echivalentă (fig. 5.5, *b*) și caracteristica de intrare idealizată a tranzistoarelor de putere moderne de tipurile KT 802, GT 804 (ГТ 804) (fig. 5.5, *d*).

Conform schemei echivalente, pentru intervalul t_i cînd comutatorul K_1 este închis, curentul de colector maxim al tranzistorului prefinal se determină cu relația:

$$I_{cp\ max} = \frac{E}{R_1} - \left(\frac{E}{R_1} - I_{cp\ min}\right) e^{-\frac{R_1}{L_1} t_i}, \tag{5.23}$$

unde $I_{cp\ min}$ este curentul de colector minim.

Pentru intervalul $T - t_i$, cînd comutatorul K_2 este închis, curentul de bază minim al tranzistorului final este:

$$I_{b\ min} = (\Delta U + E_d) \frac{1}{R_2} e^{-\frac{|R^2|}{L_2}(T - t_i)} - \frac{E_d}{R_2}, \tag{5.24}$$

unde ΔU este variația tensiunii de intrare a tranzistorului T_1 la variația curentului de bază de la 0 la $I_{b\ min}$; L_2 — inductanța înfășurării secundare a transformatorului Tr_2.

Pe baza formulelor (5.23) și (5.24) găsim relațiile pentru calculul inductanțelor înfășurărilor transformatorului de adaptare:

$$L_2 = \frac{U_{in\ min}(T - t_i)}{I_{b\ max} - I_{b\ min}}, \tag{5.25}$$

$$L_1 = \frac{(E - I_{cp\ max} R_1) R_1}{I_{cp\ max} - I_{cp\ min}}, \tag{5.26}$$

unde $U_{in\ min} = E_{d\ min} + R_2 I_{b\ min} = E_{d\ min} + \Delta U$.

La deducerea formulelor s-a presupus că scăderea curentului de bază:

$$N = \frac{I_{b\ max}}{I_{b\ min}} = \frac{I_{cp\ max}}{I_{cp\ min}}.$$

Coeficientul de transformare al transformatorului de adaptare se determină cu formula:

$$n_a = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \approx \frac{U_{in\ max}(T - t_i)}{Et_i}, \tag{5.27}$$

unde $U_{in\ max}$ este tensiunea de intrare maximă.

A doua expresie din (5.27) se obține ținîndu-se seamă de (5.25), (5.26) și inegalitatea $E \gg I_{cp\ max} R_1$.

Așa cum s-a amintit, lucrul în antifază al etajelor prefinal și final permite utilizarea unui impuls de blocare de durată relativ mică, care totuși nu poate fi mai mică decît durata cursei inverse T_i și, în afară de aceasta, trebuie să satisfacă condiția ca tensiunea de blocare (U_{b_1}) pe baza etajului final să nu depășească mărimea admisă. De aceea

$$t_i = \frac{U_{in\ min} T}{U_{in\ min} + U_{b_1}}. \tag{5.28}$$

La deducerea acestei formule s-a ținut seamă de egalitatea $U_{b_1} = n_a E$ și de expresia (5.27).

Curentul de bază maxim se determină cu formula:

$$I_{b\ max} = \frac{E \dfrac{t_i}{T - t_i} n_a - E_d}{R_2 + R_1 \dfrac{t_i}{T - t_i n_a^2}}. \tag{5.29}$$

Formula pentru calculul tensiunii de intrare are următoarea formă:

$$U_{in} = K \frac{Et_i}{T - t_i} \cdot \frac{R_2 + R_1 \dfrac{E_d}{E} n_a}{R_2 + R_1 n_a}. \tag{5.30}$$

Întrucît principala parte a pierderilor etajului final, se produce în circuitul de bază al tranzistorului final, pierderile de putere pot fi calculate aproximativ cu formula:

$$P_{pp} = U_{in\ min} I_{b\ max} \frac{1+N}{2N} \cdot \frac{T-t_i}{t_i} =$$

$$= \frac{n_a E t_i \left(R_i + R_1 \frac{E_d}{E} n_a\right)\left(n_a E \frac{t_i}{T-t_i} - E_d\right)(N+1)}{2T(R_2 + R_1 n_a^2)\left(R_2 + R_1 n_a^2 \frac{t_i}{T-t_i}\right)N}, \qquad (5.31)$$

dedusă pe baza relațiilor (5.29) și (5.30). Tranzistorul etajului prefinal se alege conform regimului determinat cu formulele (5.23) și (5.31).

Exemplul 5.3. La alegerea tipului tranzistorului de putere (în cazul examinat — GT804B) sînt cunoscute următoarele caracteristici de intrare: $E_d \approx 1$ V (v. fig. 5.7, *d*), $B_{min} = 10$, $t_i = 20\ \mu s$, $R_2 = 1\ \Omega$.

Din (5.22) găsim că pentru a aduce tranzistorul final în regim de saturație cu siguranță ($G_s \approx 1{,}2$), în circuitul său de bază este necesar un curent:

$$I_{b\ min} = 1{,}2 \frac{1{,}2 \cdot 2}{10} = 300\ \text{mA}.$$

La o scădere admisibilă a curentului de bază $N = 1{,}2$, valoarea maximă a curentului este:

$$I_{b\ max} = N I_{b\ min} = 1{,}2 \cdot 300 = 360\ \text{mA}.$$

Conform formulei (5.26) tensiunea de intrare minimă, care asigură regimul de saturație

$$U_{in\ min} = 1 + 1 \cdot 0{,}3 = 1{,}3\ \text{V}.$$

Atunci valoarea maximă a tensiunii de intrare

$$U_{in\ max} = 1 + 1 \cdot 0{,}36 = 1{,}36\ \text{V}.$$

După formula (5.27) găsim coeficientul de transformare al transformatorului de adaptare:

$$n_a = \frac{1{,}36\,(64-20)10^{-6}}{12 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 0{,}25.$$

Inductanțele înfășurărilor secundară și primară ale transformatorului le determinăm cu formulele (5.25) și (5.27):

$$L_2 = \frac{1{,}3\,(64-20) \cdot 10^{-6}}{0{,}36 - 0{,}3} = 1\ \text{mH},$$

$$L_1 = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{0{,}25^2} = 16\ \text{mH}.$$

Valoarea maximă a curentului prin tranzistorul etajului prefinal

$$I_{cp\,max} = I_{b\,max}\, n_a = 0{,}36 \cdot 0{,}25 = 90 \text{ mA}.$$

Pierderile de putere le determinăm cu formula (5.31)

$$P_{pp} = 1{,}3 \cdot 0{,}36 \frac{1 + 1{,}2}{1{,}2} \frac{64 - 20}{20} = 1{,}9 \text{ W}.$$

După aceste date se alege tranzistorul pentru etajul prefinal.

5.3.5. **Blocul de înaltă tensiune**

Proiectarea blocului de înaltă tensiune cuprinde calculul parametrilor înfășurării primare și ai înfășurării de înaltă tensiune ale TL, alegerea metodei de reglaj, alegerea și calculul schemei redresorului de înaltă tensiune [32, 33].

Datele constructive ale înfășurării primare w_{12} a TL se determină din condiția asigurării inductanței necesare L_{12} a înfășurării. Pentru ca înfășurarea primară a TL să nu șunteze din punct de vedere al componentei alternative, bobinele de deflexie, care sînt conectate în paralel pe ea, se recomandă respectarea următorului raport:

$$L_{12} = (10-20)L. \tag{5.32}$$

De aici, pentru tipul ales al miezului TL, nu este greu să se calculeze numărul de spire al înfășurării w_{12} după formula [37]:

$$w_{12} = \sqrt{\frac{L_{12}\, l_{med}\, 10^{-8}}{1{,}256\, S_t \mu'}}, \tag{5.33}$$

unde l_{med} este lungimea liniei medii a fluxului magnetic în miez, S_t — suprafața secțiunii transversale a miezului, μ' — permeabilitatea magnetică a miezului care ia în considerație întrefierul și premagnetizarea (reprezintă aproximativ a patra parte din valoarea nominală a lui μ).

Pierderile în miezul de ferită depind de mărimea componentei alternative a inducției B_M și se determină cu formula cunoscută [35]:

$$P_m = \pi B_M^2 \frac{\operatorname{tg} \delta}{\mu \mu_0} f_l V, \tag{5.34}$$

unde tg δ este valoarea tangentei unghiului de pierderi la frecvența f_l și inducția B_M; μ_0 — permeabilitatea magnetică a vidului; $V = l_{med} S_t$ — volumul miezului. În fig. 5.13, *a* este prezentată grafic dependența $P_m = f(B_M)$, care corespunde relației (5.34).

Impulsul de inducție excitat în miezul de ferită al transformatorului de linii de către un impuls monopolar de tensiune pe înfășurarea primară cu amplitudinea maximă U_r și durata T_i se determină cu relația:

$$B_M = \frac{U_r T_i}{w_{12} S_t}. \tag{5.35}$$

Din expresiile (5.34) și (5.35) se vede că pierderile în miez sînt invers proporționale cu patratul numărului de spire al înfășurării primare. Scăderea pierderilor în miez

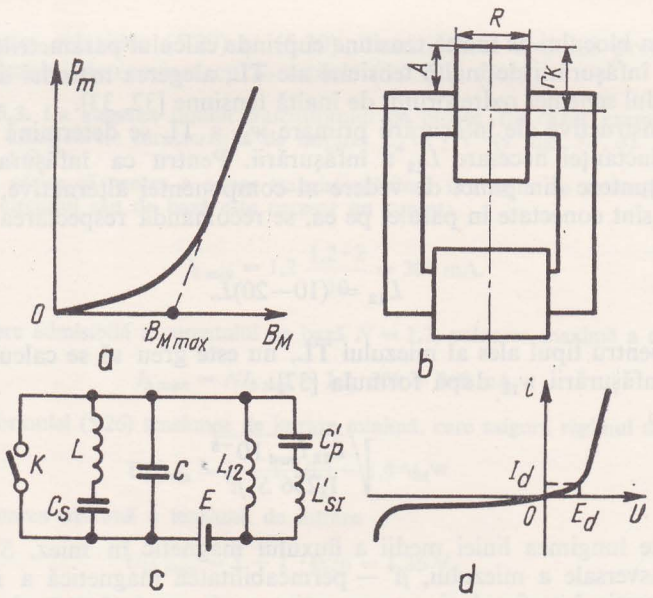


Fig. 5.13. Despre calculul blocului de înaltă tensiune:
a — dependența $P_m = f(B_M)$ pentru miezul TL; *b* — dispunerea înfășurărilor pe miezul TL; *c* — schema echivalentă a etajului final considerîndu-se parametrii parazitari ai blocului de înaltă tensiune; *d* — caracteristica tensiune-curent a redresorului cu seleniu.

prin mărirea numărului de spire al înfășurării primare are loc pînă cînd punctul de funcționare, care caracterizează starea magnetică a feritei, se găsește încă pe porțiunea verticală a caracteristicii $P_m = f(B_M)$, în dreapta punctului de inflexiune al curbei. În cazul cînd este cunoscută caracteristica $P_m = f(B_M)$ pentru miezul ales, nu este greu să se determine valoarea maximă a inducției $B_{M\,max}$, dacă se face aproximarea caracteristicii așa cum se vede în fig. 5.13, *a*. Atunci, pe baza relației

(5.35) găsim numărul de spire necesar pentru înfăşurarea primară a transformatorului de linii, care asigură cele mai mici pierderi:

$$w_{12\,min} = \frac{U_r T_i}{S_t B_{M\,max}}, \tag{5.36}$$

Valoarea $w_{12\,min}$ trebuie să fie mai mare decît mărimea w_{12}, determinată cu formula (5.33). De regulă această condiţie se îndeplineşte pentru $\mu > 1\,000$.

După cum se ştie, inductanţa unei înfăşurări este proporţională cu patratul numărului de spire, de aceea condiţia (5.32) impune mărirea numărului de spire ale înfăşurării primare. Pe de altă parte, îndeplinirea cerinţei de micşorare a pierderilor şi a parametrilor paraziţi ai înfăşurării de înaltă tensiune (pentru o mărime dată a înaltei tensiuni) impune reducerea numărului de spire ale înfăşurării primare.

După cum se vede din formula (5.33), numărul de spire ale înfăşurării primare pentru o anumită mărime a inductanţei sale dată de ecuaţia (5.32) poate fi micşorat prin utilizarea unui miez cu lungime medie mai mică, dar cu suprafaţa secţiunii transversale mai mare, confecţionat din ferită cu permeabilitate magnetică mare. Totuşi, condiţia asigurării robusteţii electrice necesare a transformatorului de linii pentru o valoare dată a înaltei tensiuni şi o construcţie acceptabilă este aceea care determină dimensiunile ferestrei miezului şi, prin urmare, lungimea lui medie. Condiţiile de gabarit redus, de greutate şi de preţ impun anumite limite referitoare la mărimea permeabilităţii magnetice şi suprafaţa secţiunii transversale [38].

Tendinţa de micşorare a gabaritului televizoarelor portabile tranzistorizate conduce la utilizarea în transformatoarele de linii a miezurilor de dimensiuni mici. În miezurile de gabarit redus se excită cîmpuri magnetice în impuls de intensitate mare corespunzătoare părţii celei mai abrupte a curbei de magnetizare, adică domeniului în care are loc trecerea permeabilităţii către valoarea sa maximă şi ulterior căderea. În aceste condiţii de funcţionare în miezurile de ferită apar pierderi însemnate.

În cazul multiplicării tensiunii, numărul de spire din înfăşurarea de înaltă tensiune este:

$$w_I = w_{12} \frac{E_r}{1{,}1\, U_r 1{,}2 n_y}, \tag{5.37}$$

unde E_r este tensiunea redresată; n_y — factorul de multiplicare; primul coeficient de la numitor ţine seamă de fenomenul de rezonanţă în TL; al doilea — de particularităţile multiplicării în impuls a tensiunii.

Aşa cum s-a remarcat, datorită anumitor avantaje, în televizoarele portabile se foloseşte acordul TL pe armonica a treia a frecvenţei cursei inverse. Acest acord este realizat pentru valori mici ale parametrilor paraziţi ai înfăşurării de înaltă tensiune: inductanţa de scăpări L_{sI} şi capacitatea proprie C_p.

Cei mai mici parametri paraziţi ai înfăşurării de înaltă tensiune se obţin la bobinarea conductorului în straturi (fig. 5.13, *b*). În acest caz inductanţa de scăpări

a înfășurării se calculează cu formula [39]:

$$L_{sI} = \frac{1{,}256\, k_r l_{med\ I}}{h10^8}\left(\frac{\delta}{2} + \frac{A}{3}\right) w_I^2, \tag{5.38}$$

unde k_r este un coeficient experimental, care depinde de tipul bobinării și de parametrii miezului; δ — distanța dintre înfășurarea primară și înfășurarea de înaltă tensiune ($\delta = 0$ pentru dispunerea coaxială a înfășurărilor); A — grosimea înfășurării de înaltă tensiune care intersectează liniile fluxului de scăpări; $l_{med\ I}$ — lungimea medie a înfășurării de înaltă tensiune.

Capacitatea proprie a înfășurării de înaltă tensiune se calculează cu formula:

$$C_p = C_s \frac{4}{3}\left(\frac{M-1}{M}\right)^2 \tag{5.39}$$

unde M este numărul de straturi; C_s — capacitatea între stratul interior și stratul exterior ale înfășurării. Această capacitate este egală cu:

$$C_s = \frac{r_b \varepsilon_i h}{24a},$$

unde r_b este raza medie a bobinei; ε_i — constanta dielectrică a izolației; a — distanța dintre straturile interior și exterior ale bobinei ($a \approx A$).

Frecvența de acord a bobinei de înaltă tensiune:

$$f_I \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sI}(C_p + C_s)}}. \tag{5.40}$$

Mărirea frecvenței este posibilă prin schimbarea lungimii bobinei și a grosimii izolației dintre straturi.

Trebuie remarcat că raportul L_{sI}/C_p pentru $L_{sI}C_p = \text{const}$ nu poate fi ales arbitrar. Pe de o parte, el trebuie să fie minim, pentru a asigura un factor de calitate redus pentru sistemul rezonant de înaltă tensiune și, prin urmare, o amplitudine mică a oscilațiilor parazite; pe de altă parte, dacă capacitatea C_p este mare, atunci frecvența oscilațiilor parazite pe durata cursei inverse se mărește foarte mult în comparație cu frecvența oscilațiilor corespunzătoare duratei cursei directe. Aceasta poate conduce la distorsionarea inadmisibilă a impulsului de tensiune pe colectorul tranzistorului final (pentru $C_p > 0{,}1\ C$).

Frecvența de rezonanță a schemei echivalente complete a etajului final (fig. 5,13, *c*), ținîndu-se seamă de toți parametrii, pentru momentul cînd tranzistorul este blocat, poate fi calculată cu formula:

$$f_f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_{sI}\dfrac{(C + C_p')\,C_p'}{C}} - \frac{1}{LC}}, \tag{5.41}$$

unde C este capacitatea condensatorului care dă durata cursei inverse, C'_p — capacitatea parazită a înfăşurării de înaltă tensiune, transferată în înfăşurarea primară a TL [32].

Un parametru important al blocului de înaltă tensiune îl constituie stabilitatea înaltei tensiuni la variaţiile sarcinii; de obicei se admite $\Delta E_I = (5-10\%)E_I$. În cazul aproximării în linie frîntă a caracteristicii directe a redresorului cu seleniu (fig. 5.13, *d*) scăderea tensiunii se determină cu formula:

$$\Delta E_I = (I_{rM} - I_d)R_d. \tag{5.42}$$

unde I_{rM} este curentul maxim prin redresor; I_d — curentul corespunzător caracteristicii în linie frîntă; R_d — rezistenţa diferenţială directă a redresorului.

Practic, pentru îndeplinirea relaţiei (5.42) este suficient ca curentul invers prin redresorul cu seleniu să fie de 5—10 μA pentru un curent de sarcină de 100—150 μA. Numărul de rondele redresoare se alege astfel încît să se asigure curentul invers necesar pentru care punctul de funcţionare, în cazul variaţiei curentului de sarcină, să se deplaseze numai pe porţiunea verticală a caracteristicii directe.

În schema cu dublarea în impuls a tensiunii (v. fig. 5.3, *b*) pe diodele D_1, D_2, D_3 acţionează aceeaşi tensiune inversă maximă egală cu jumătate din cea redresată. Totuşi, dacă pe diodele D_1 şi D_3 această tensiune acţionează pe durata cursei directe a baleiajului, pe dioda D_2 ea acţionează numai pe durata cursei inverse. În afară de aceasta, scăderea tensiunii redresate la variaţia curentului de sarcină, este condiţionată de dioda D_2, $\Delta E_2 \approx I_{c\,max}R_{d2}$. Prin urmare, dioda D_2 poate fi realizată dintr-un număr mai mic de rondele de seleniu (practic de 1,5 ori).

Exemplul 5.4. Să se efectueze calculul transformatorului de linii pe miezul de gabarit mic tip PK 12 × 24, care asigură o tensiune înaltă de 9 kV utilizînd redresorul cu dublarea în impuls a tensiunii pe trei redresoare cu seleniu. Miezul PK 12 × 24 este confecţionat din ferită de joasă frecvenţă din mangan-zinc cu permeabilitatea magnetică $\mu = 2\,000$. Pentru acest miez $l_{med} = 13{,}2$ cm, $S_t = 1{,}13$ cm^2. Conform formulei (5.32)

$$L_{12} = 10\,L = 10 \cdot 150 \cdot 10^{-6} = 1{,}5 \text{ mH}.$$

Numărul de spire ale înfăşurării, care asigură această inductanţă, se calculează cu formula (5.33):

$$w_{12} = \sqrt{\frac{1{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 13{,}2 \cdot 10^{-8}}{1{,}256 \cdot 1{,}13 \cdot 500}} = 45.$$

Pentru ferita tip 2000 NM $\dfrac{\operatorname{tg}\delta}{\mu}\,10^6 = 15 - 20$ şi conform formulei (5.34) $B_{M\,max} \approx 0{,}13$ Tl. După formula (5.36) găsim:

$$w_{12\,min} = \frac{80 \cdot 14 \cdot 10^{-6}}{1{,}13 \cdot 10^{-4} \cdot 0{,}13} = 76.$$

Astfel, din punct de vedere al pierderilor minime în miez este necesar să se ia $w_{12} = 76$. Totuşi din cauza complexităţii de execuţie a înfăşurării de înaltă tensiune uneori se poate lua $w_{12} = 45$.

În cazul dublării în impuls a înaltei tensiuni după formula (5.37)

$$w_I = 45 \frac{9 \cdot 10^3}{1{,}1 \cdot 80 \cdot 1{,}2 \cdot 2} = 2\,000.$$

Pentru determinarea frecvenței de acord a înfășurării de înaltă tensiune folosind formulele (5.38) — (5.41) (și admițînd $k_r = 0{,}8$, $\delta = 0$, $l_{med\,I} = 5$ cm, $A = 0{,}5$ cm, $h = 2$ cm):

$$L_{SI} = \frac{1{,}256 \cdot 0{,}8 \cdot 5}{2 \cdot 10^8} \left(\frac{0{,}5}{3}\right) (2 \cdot 10^3)^2 = 33 \text{ mH}.$$

Pentru calculul capacității parazite a înfășurării admitem:

$$M = 30,\ r_b = 2 \text{ cm},\ l = 2 \text{ cm},\ \varepsilon = 16,\ a = 0{,}5 \text{ cm}.$$

Atunci:

$$C_s = \frac{2 \cdot 16 \cdot 2}{24 \cdot 0{,}5} = 6 \text{ pF},$$

$$C_p = 6 \cdot \frac{4}{3} \left(\frac{30 - 1}{30}\right)^2 = 8 \text{ pF},$$

$$f_I = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \sqrt{33 \cdot 10^{-3} (8 + 6)\ 10^{-12}}} = 100 \text{ kHz}.$$

Această frecvență este apropiată de frecvența oscilațiilor armonicii a treia, care pentru $T_i = 14\ \mu$s reprezintă aproximativ 110 kHz.

În cazul utilizării în redresorul de înaltă tensiune a redresoarelor cu seleniu tip 5 GE200AF $I_d \approx 50\ \mu$A și $R_d \approx 50$ kΩ. Curentul de fascicul maxim I_f pentru cinescopul 23 LK9B (23 ЛК9Б) este de aproximativ 70 μA.

Pentru $I_f = 70\ \mu$A curentul în impuls prin redresor poate atinge 2 mA. De aceea, conform formulei (5.42) pentru un redresor:

$$\Delta E_I = (2 \cdot 10^{-3} - 0{,}05 \cdot 10^{-3}) 50 \cdot 10^{-3} \approx 100 \text{ V}.$$

Întrucît în schemă sînt folosite trei redresoare, atunci $\Delta E_{I\Sigma} = 300$ V. Practic este necesar ca $\Delta E_{I\Sigma} < 0{,}05\ E_I$. În cazul $E_I = 9$ kV această cerință este îndeplinită, deoarece 5% din E_I reprezintă 450 V.

5.4. Construcția generatorului de baleiaj linii

5.4.1. Principii generale ale construcției

În scopul micșorării gabaritelor este rațional ca pentru schema GBL să se utilizeze un circuit imprimat. De regulă, pe placa de circuit imprimat se montează subansamblele GBL cum sînt sistemul RAF și Φ oscilatorul pilot, amplificatorul intermediar. De obicei, pe aceeași placă se dispun și elementele baleiajului de cadre și ale separatorului.

La elaborarea plăcii imprimate este necesar să se țină seama de influența reciprocă a generatoarelor de baleiaj linii și cadre și, de asemenea, de influența etajului final

de putere al baleiajului de linii asupra oscilatoarelor pilot. Pentru atenuarea cuplajului parazit între elementele schemei se recomandă ca oscilatoarele pilot și etajele finale ale baleiajelor de linii și cadre să se dispună cît mai departe posibil unul de celălalt. În același scop se folosesc diferite metode de ecranare a TL, a etajului final, a transformatoarelor de adaptare, a circuitului de stabilizare și a altor elemente ale schemei.

Tranzistorul etajului prefinal al GBL lucrează în regim de amplificare de putere destul de mare. De aceea, pentru a se ușura regimul său termic, tranzistorul este fixat pe un radiator termic format dintr-o placă de aluminiu de dimensiuni necesare. Dimensiunile radiatorului nu sînt mari, ceea ce permite prinderea sa pe placa imprimată. La fixarea plăcii în televizor se recomandă ca radiatorul etajului prefinal să se lege la șasiul televizorului. Aceasta îmbunătățește considerabil degajarea căldurii. La GBL de economicitate ridicată nu mai este necesar radiatorul pentru etajul prefinal.

Tranzistorul etajului final și blocul de înaltă tensiune, de regulă, se montează în afara plăcii, pe șasiul televizorului sau pe un radiator masiv. Aceasta se explică prin următoarele cauze: în primul rînd se ușurează regimul termic al tranzistorului final, deoarece în acest caz radiatorul este reprezentat de întregul șasiu al televizorului; în al doilea rînd, se atenuează influența parazită a etajului final asupra funcționării celorlalte blocuri ale televizorului. Transformatorul de linii și redresorul de înaltă tensiune se realizează sub formă de bloc separat, care deseori, în scopul protecției față de zgomote, se plasează sub un ecran metalic. Dacă același transformator de linii se fixează pe placă, atunci el se dispune cît mai departe posibil de oscilatorul pilot. Influența etajului final asupra oscilatorului pilot este deosebit de periculoasă în televizoarele în care sistemul de înaltă tensiune este acordat pe prima armonică a frecvenței liniilor. În aceste televizoare se iau măsuri suplimentare de ecranare: circuitul de stabilizare și transformatoarele de adaptare se închid în ecrane separate.

La tranzistoarele de putere, destinate pentru etajele final și prefinal, pentru îmbunătățirea răcirii, borna de colector se leagă la carcasă. Dacă se folosește schema etajului cu colector comun pe tranzistor *npn* (de exemplu, KT 802A), atunci în schemele GBL studiate borna de emitor a tranzistorului se leagă la masă. Pentru obținerea unei răciri cît mai bune, este de dorit ca la masă să fie legată borna de colector, deoarece în felul acesta și carcasa tranzistorului poate fi legată la șasiu. La fixarea tranzistorului KT 802A pe radiator este necesar ca între carcasa tranzistorului și radiator să se plaseze o garnitură izolatoare. Cel mai bine este ca ea să fie confecționată în întregime din plăcuță subțire de mică de grosime nu mai mare de 0,1 mm. Este de dorit ca înainte de fixare, suprafața radiatorului și suprafața de contact a carcasei tranzistorului să se ungă cu o unsoare specială care îmbunătățește contactul termic.

Întrucît la tranzistoarele tip GT 804B din schemele studiate borna de colector se leagă la masă, atunci în acest caz nu mai este necesară garnitura. Totodată din cauza prelucrării insuficient de bune a suprafețelor de contact, la fixarea tranzistorului este posibilă o înrăutățire a contactului termic datorată prezenței bulelor de aer în neregularitățile suprafețelor de contact. Pentru a înlătura acest fenomen trebuie de asemenea să se folosească o unsoare sau o garnitură din plumb de grosime

mică (1—2 mm). La fixarea tranzistorului pe garnitura de plumb, ultima se apasă şi în felul acesta dispare interstiţiul cu aer. Cele mai bune rezultate le dă garnitura de plumb în combinaţie cu unsoarea (vezi fig. 1.3).

5.4.2. Construcţia blocului GBL—1

Blocul GBL—1 este proiectat pentru a fi folosit cu cinescopul tip 25 LK1B şi are indici calitativi relativ reduşi. Aceasta se explică prin masivitatea şi economi-

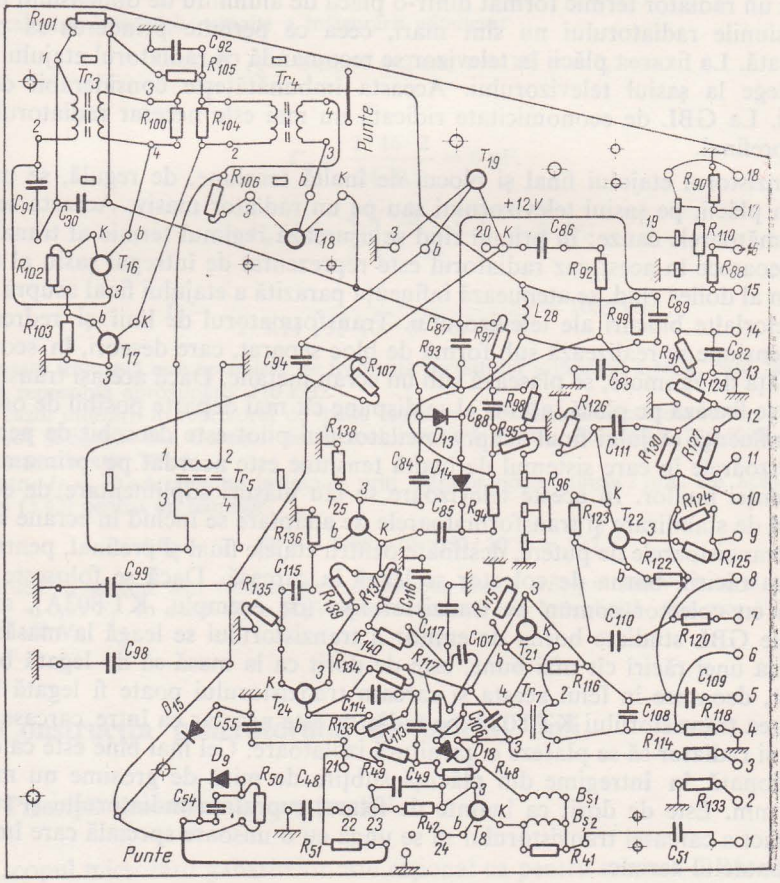
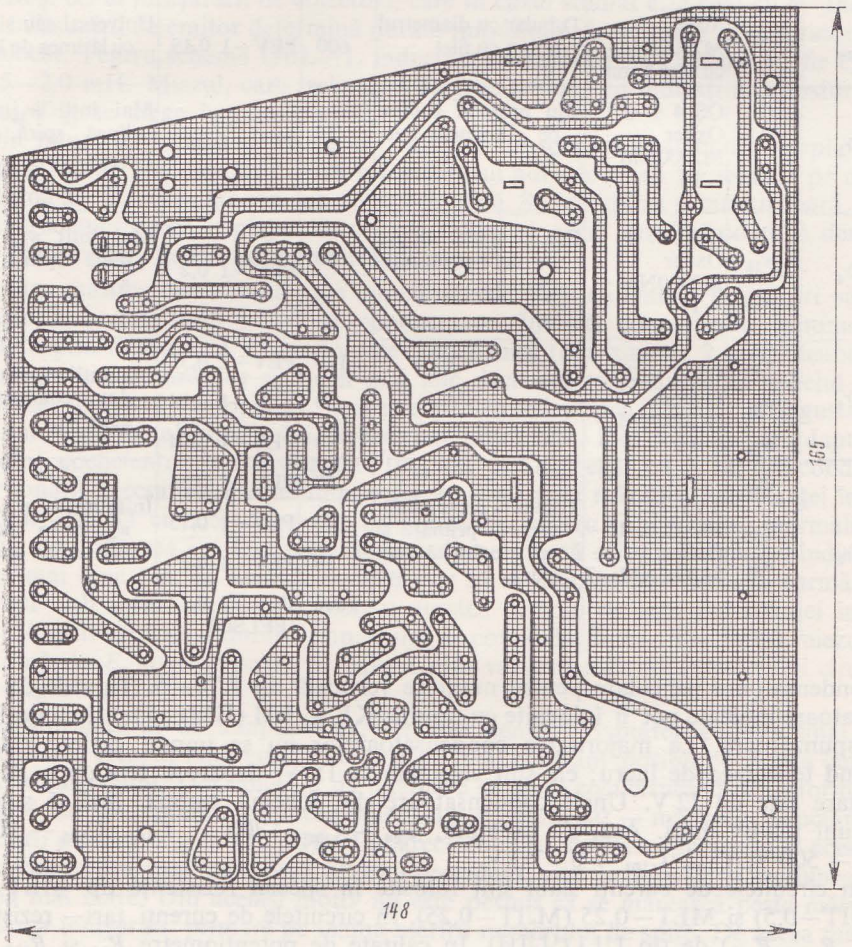


Fig. 5.14. Construcţia plăcii imprimate a GBL—1:
a — montajul detaliilor; *b* — montajul circuitelor imprimate.

citatea redusă a blocului. Montajul de bază al schemei GBL—1 (v. fig. 5.8) este realizat pe placă cu circuite imprimate (fig. 5.14). Pe placă sînt montate: schema RAF şi Φ cu diodele D_{13} şi D_{14} tip D 9E (Д 9E), oscilatorul pilot cu tranzistorul

T_{16} tip P 14B (П 14Б), transformatorul blocking Tr_3 și circuitul de stabilizare $L_{28}C_{89}$; etajul tampon cu tranzistorul T_{17} tip P 9A (П 9A) și transformatorul de adaptare Tr_4; etajul prefinal cu tranzistorul T_{18} tip P 602I (П 602И) cu radiator și transformatorul de adaptare Tr_5. În afară de acestea, pe placă se mai găsesc schemele generatorului baleiajului de cadre, a separatorului și a etajului final al AVF.



b

În scopul micșorării dimensiunilor plăcii imprimate, este folosită montarea verticală a rezistențelor și a condensatoarelor din hîrtie. În același scop se folosesc condensatoare de gabarit redus: condensatoare electrolitice tip KSO—6 (KCO—6)

Tabelul 5.3

Date constructive ale bobinelor şi transformatoarelor GBL—1

Notaţia elementului după schemă	Notaţia înfăşurării	Tipul miezului	Tipul carcasei	Numărul spirelor	Tipul conductorului	Ordinea bobinării
L_{28}	—	Miez M2000NM cu filet 4 mm	Tubular cu diametrul 6 mm cu filet	600	PEV—1 0,19	Universal sau simplu cu lăţimea de 10mm
Tr_3	w_{12}	OŞ 4 + 4 Oxifer M2000NM—11	Din preşpan subţire pe diametrul miezului	50	PEV—1 0,12	Mai întîi w_{12} spiră lîngă spiră, apoi w_{34}
	w_{34}			300		
Tr_4	w_{12}	OŞ 4 × 4 Oxifer M2000NM—11	Din preşpan subţire pe diametrul miezului	60	PEV—1 0,2	Mai întîi w_{34} spiră lîngă spiră, apoi w_{12}
	w_{34}			20		
Tr_5	w_{12}	OŞ 7 × 7 Oxifer M2000NM—11		120	PEV—1 0,35	Mai întîi w_{34} şi w_{56} cu două conductoare, apoi w_{12}
	w_{34}			30	PEV—1 0,74	
	w_{56}			30	PEV—1 0,74	
Tr_6	w_{12}	TVS—2 PK 12 × 16 Oxifer M2000NM—7	Tubulară pentru înfăşurarea primară şi cea de înaltă tensiune	50	PEV—1 0,54	Înfăşurările w_{12}, w_{34}, w_{45} pe o carcasă, w_{67} — pe cealaltă
	w_{34}			220	PEV—1 0,15	
	w_{45}			10	PEV—1 0,2	
	w_{67}			2000	PEV—1 0,1 (PELSO)	

şi condensatoare peliculare pentru montare verticală tip K74—5. Tipurile de condensatoare indicate pot fi înlocuite cu tipurile KE şi BM (БМ) cu tensiuni de lucru corespunzătoare. La majoritatea condensatoarelor nu se impun cerinţe ridicate privind tensiunea de lucru; ele sînt calculate la 15 V, deoarece tensiunea de alimentare este de 12 V. Unele condensatoare din schemă trebuie însă să suporte tensiuni relativ mari. Aşa, de exemplu, C_{96} — C_{99} — 200 V, C_{104}, C_{105} — 100 V, C_{102} — 500 V, C_{100}, C_{101} — 6—7 kV.

În circuitele de curenţi slabi sînt folosite în special rezistenţe tip MLT—0,5 ((МЛТ—0,5) şi MLT—0,25 (МЛТ—0,25). În circuitele de curenţi tari— rezistenţe R_{106}, R_{107}, R_{108}) de tip ULI (ЧЛИ). În calitate de potenţiometre R_{96} şi R_{110} sînt folosite rezistenţele variabile SP3—1b (СП3—16).

Datele pieselor bobinate ale GBL—1 (L_{28}, Tr_3, Tr_4, Tr_5, Tr_6) sînt prezentate în tabelul 5.3. Alegerea miezurilor de ferită cu permeabilitate magnetică mare ($\mu = 2\,000$) pentru transformatoarele Tr_4, Tr_3 şi Tr_5 se explică prin tendinţa de micşorare a gabaritului transformatoarelor, pentru a uşura fixarea lor pe placa

cu circuite imprimate. Dacă nu se impune această cerință, atunci transformatoarele pot fi executate pe orice miezuri atît din ferită cît și din permaloy. Totodată este important să se respecte parametrii de bază ai transformatoarelor, care determină capacitatea de funcționare a schemei.

Transformatorul generatorului autoblocat (Tr_3) servește pentru crearea reacției pozitive de la emitor pe baza tranzistorului T_{16}. Profunzimea reacției este determinată de coeficientul de transformare (raportul dintre numărul de spire al înfășurării de bază și cel al înfășurării de colector), care în cazul studiat este egal cu 6. Inductanța înfășurării de emitor determină durata impulsului de tensiune al generatorului autoblocat. Pentru schema GBL—1, inductanța înfășurării w_{12} trebuie să fie egală cu 1,5—2,0 mH. Miezul, care trebuie să asigure parametrii indicați ai transformatorului Tr_3, se alege în consecință .

Din punct de vedere al micșorării fluxului de scăpări și al măririi cuplajului dintre înfășurări este de dorit ca transformatorul autoblocat să fie realizat pe miez sub formă de *E*, toroidal sau sub formă de oală. Se pot utiliza și miezuri bară, dar totodată se micșorează cuplajul dintre înfășurări, al cărui rezultat poate fi deranjarea funcționării generatorului autoblocat.

Pentru mărirea coeficientului de cuplaj este de dorit ca ambele înfășurări să fie bobinate în același timp cu două conductoare. Întrucît componenta continuă a curentului prin înfășurarea de emitor este relativ mică (aproximativ 2 mA), diametrul conductorului înfășurărilor poate fi mai mic decît cel recomandat în tabelul 5.3.

Transformatorul tampon Tr_4 servește pentru adaptarea etajelor și îngustarea frontului posterior al impulsului de tensiune amplificat. Din condiția de adaptare a etajelor, coeficientul de transformare (w_{12}/w_{34}) se alege egal cu 3, iar din condiția distorsionării necesare a formei impulsului se determină mărimea inductanței înfășurării w_{12}, egală cu 2,5—3,0 mH. Prin urmare, pentru funcționarea normală a etajului, cu utilizarea oricărui miez, trebuie să se obțină cei doi parametri indicați.

Cel mai bine este ca acest transformator să se execute pe miez sub formă de bară sau sub formă de oală, deoarece acestea permit varierea inductanței înfășurării și, prin urmare, a duratei impulsului de comandă. În cazul utilizării miezului sub formă de *E*, acordul poate fi realizat prin varierea mărimii întreferului circuitului magnetic.

Transformatorul de adaptare Tr_5 servește pentru adaptarea etajului final cu cel prefinal și crearea unui curent de bază cît mai constant posibil pe durata cursei directe a baleiajului. Din condiția de adaptare se alege coeficientul de transformare egal cu 4, iar din condiția obținerii curentului de bază dat — mărimea inductanței înfășurării primare w_{12} (7—10 mH). Deoarece curentul de premagnetizare al acestui transformator este mai mare decît al celui precedent, este de dorit ca și secțiunea sa să se ia mai mare. Din același motiv nu este permis să se mărească peste măsură inductanța înfășurării primare pe seama măririi numărului de spire. De aceea materialul din care este confecționat miezul trebuie să aibă o permeabilitate magnetică cît mai mare posibil.

În cazul unui cuplaj insuficient de puternic între înfășurările transformatorului Tr_5 este posibilă înrăutățirea liniarității baleiajului și apariția oscilațiilor parazite care deranjează funcționarea normală a etajului. De aceea, pentru transformatorul

Tr_5 se recomandă utilizarea miezului sub formă de *E*. Introducerea întrefierului în miez permite micşorarea premagnetizării lui. Pentru mărirea cuplajului cel mai bine este ca înfăşurarea secundară să fie distribuită între straturile înfăşurării pri-

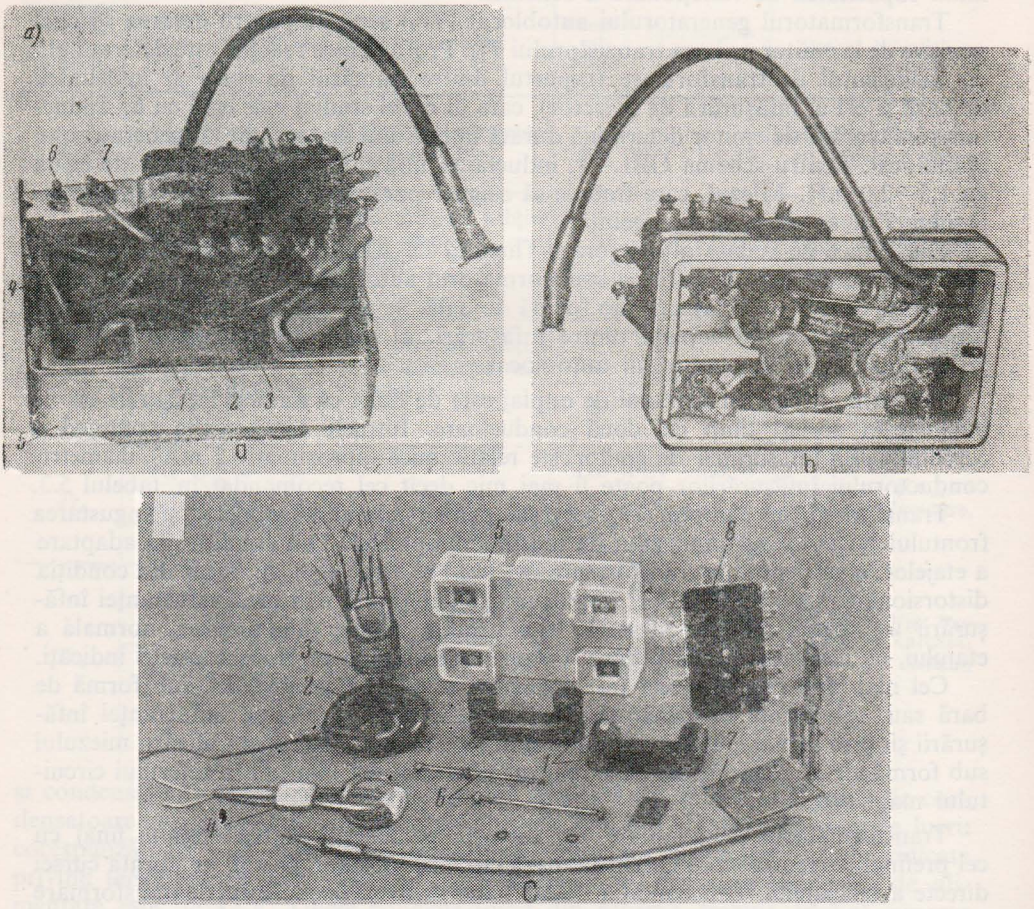


Fig. 5.15. Construcţia blocului de înaltă tensiune a GBL—1:
a — vedere dintr-o parte; *b* — vedere asupra redresorului; *c* — detaliile blocului; *1* — miezul; *2* — înfăşurarea de înaltă tensiune; *3* — înfăşurarea de joasă tensiune; *4* — spirele de încălzire; *5* — carcasa; *6* — şuruburi de consolidare; *7* — brida; *8* — placa de montaj.

mare. Totodată, este necesară o izolaţie sigură a înfăşurărilor una faţă de cealaltă, deoarece între ele apar tensiuni în impuls destul de mari.

În afara plăcii cu circuite imprimate a GBL—1 se dispun tranzistoarele etajului final T_{19} şi T_{20} tip P 210B (ele se fixează pe şasiul televizorului) şi transformatorul de linii cu redresorul de înaltă tensiune. TL şi redresorul de înaltă tensiune sînt realizate constructiv sub formă de bloc unitar (fig. 5.15, *a*, *b*, *c*).

Din punct de vedere al dispunerii uneia față de cealaltă a înfășurărilor primară și de înaltă tensiune există două tipuri de construcție a transformatorului de linii: cu dispunerea coaxială a înfășurărilor și cu dispunerea lor distribuită. În cazul dispunerii coaxiale a înfășurărilor se obține un coeficient de cuplaj între ele mai mare decît la transformatorul cu înfășurări distribuite, și de aceea tensiunea înaltă de valoare dată poate fi obținută cu un număr mai mic de spire în înfășurarea de înaltă tensiune. Totuși, dispunerea coaxială a bobinelor necesită o elaborare constructivă mai îngrijită, deoarece acordul este mult mai critic. Simetria exactă în dispunerea înfășurărilor corespunde coeficientului de cuplaj maxim.

Înfășurările de joasă tensiune w_{12}, w_{34} și w_{45} se bobinează în ordinea indicată, pe o carcasă tubulară. Între straturile înfășurărilor se pune un strat de hîrtie subțire de condensator. Bobina de joasă tensiune de deasupra se izolează cu trei straturi de peliculă de triacetat, de grosime 0,05—0,07 mm și se impregnează cu parafină. Deasupra bobinei de joasă tensiune se bobinează trei înfășurări pentru alimentarea circuitelor de filament ale kenotroanelor, care conțin cîte două spire din conductor pentru înaltă tensiune tip PVTF (ПВТФ).

Înfășurarea de înaltă tensiune se bobinează pe o carcasă tubulară separată confecționată din cîteva straturi de peliculă de triacetat. În cazul bobinării tip „universal" se folosește conductorul PELȘO 0,07 (ПЭЛШО 0,07), la bobinarea simplă— PEV-20,1 (ПЭВ-20,1). Lățimea bobinajului în ambele cazuri este de aproximativ 6—8 mm. La bobinarea simplă fiecare strat al înfășurării se izolează printr-o peliculă de triacetat, de grosime 0,02—0,03 mm. După bobinare, înfășurările se impregnează cu parafină și se acoperă cu un strat de rășină epoxidică.

Acordul înfășurării de înaltă tensiune a TL pe armonica a treia se obține prin alegerea corespunzătoare a inductanței de scăpări și a capacității parazite, mărimi care depind în mare măsură de parametrii constructivi. Inductanța de scăpări depinde în special de înălțimea înfășurării de înaltă tensiune și de configurația miezului. Înălțimea înfășurării depinde, la rîndul său, de lățimea înfășurării, de numărul de spire, de tipul conductorului și de diametrul său, de tipul bobinajului („universal" sau simplu), de materialul izolator dintre straturi și de alți cîțiva factori constructivi. Capacitatea parazită sumă a înfășurării de înaltă tensiune se compune din capacitățile parazite dintre spire și dintre straturi și capacitatea parazită față de masă și miez. Ea depinde în special de lățimea bobinajului și construcția transformatorului de linii. Lățimea înfășurării depinde de aceiași factori ca și înălțimea. În afară de aceștia, asupra parametrilor parazîți își manifestă influența și dispunerea reciprocă a înfășurărilor primară și de înaltă tensiune, precum și factorii cu caracter tehnologic (impregnarea, acoperirea, presarea straturilor etc.). La construirea transformatoarelor de linii este necesar să se țină seamă de toți acești factori.

La bobinarea înfășurării de înaltă tensiune trebuie acordată multă atenție. Așezarea neuniformă a spirelor, precum și alunecarea lor poate conduce la străpungerea înfășurării de înaltă tensiune și scoaterea din funcțiune a transformatorului TL. O importanță deosebită o are de asemenea asigurarea robusteții electrice necesare a transformatorului.

Asamblarea blocului de înaltă tensiune a GBL-1 se efectuează în următoarea ordine (v. fig. 5.15, *c*). Pe brațele miezului *1* se fixează înfășurările *2* și *3*, iar între cele două jumătăți ale miezului se creează întrefierul cu ajutorul unei garnituri de grosime de 0,1 mm. Apoi se instalează spirele de încălzire *4*. Miezul cu înfă-

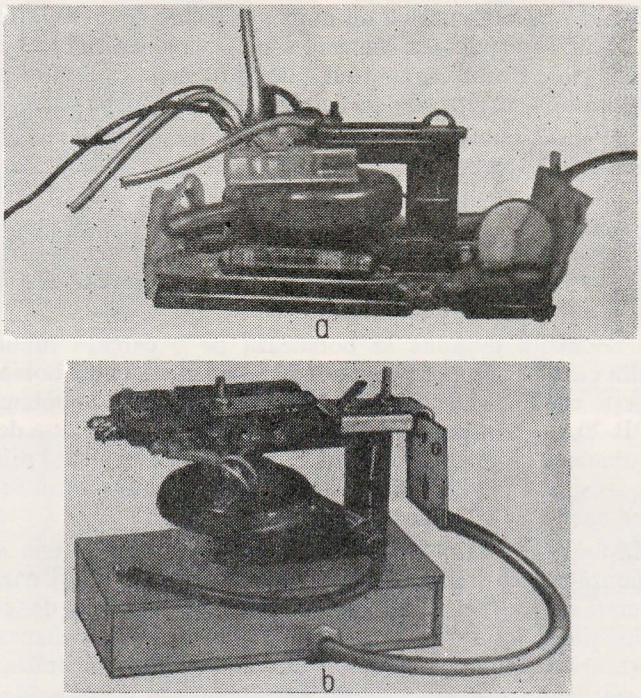


Fig. 5.16. Construcția blocului de înaltă tensiune al GBL—1 cu redresoare cu seleniu:
a — cu înfășurări dispersate; *b* — cu înfășurări coaxiale.

șurările se instalează pe cutia *5* a redresorului de înaltă tensiune și se consolidează cu ajutorul a două șuruburi *6*, a bridei *7* și a plăcii de montare *8*. După aceasta se execută lipirea capetelor înfășurărilor la placa *8* și de asemenea se introduc și se fixează kenotroanele, condensatoarele și spirele de încălzire în cutia *5* a redresorului.

În redresorul de înaltă tensiune al GBL-1 kenotroanele pot fi înlocuite prin redresoare cu seleniu tip 5 GE 200AF (5 ГЕ 200АФ). Totodată se simplifică construcția blocului (fig. 5.16) și se ridică economicitatea, deoarece lipsesc spirele de încălzire.

Sistemul de deflexie al GBL-1 pentru cinescopul 25 LK1B (25 ЛК1Б) (fig. 5.17) conține bobinele de deflexie linii *1* și de cadre *2* sub formă de șa. Miezul sistemului este inelat de formă cilindrică și este confecționat din ferită marca 2 000 NM (2 000 НМ). Miezul, pe lungime, poate fi format din cîteva inele de ferită de dimen-

siuni convenabile. Existența a două perechi de bobine sub formă de șa complică mult construcția sistemului și confecționarea bobinelor. Bobinarea înfășurărilor se execută pe niște șabloane speciale care pot fi realizate după dimensiunile cine-

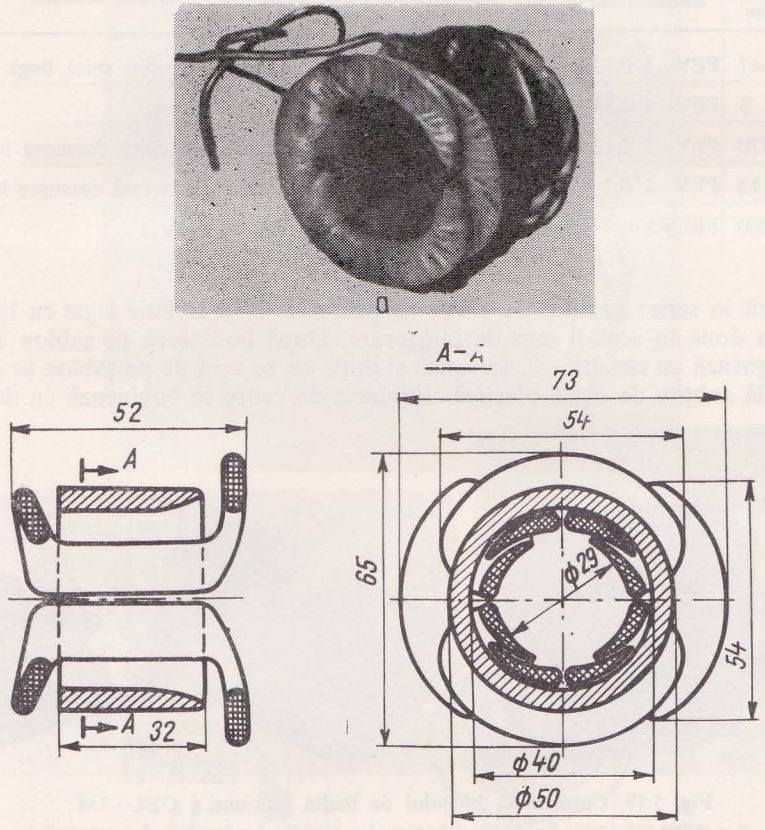


Fig. 5.17. Construcția sistemului de deflexie al GBL—1:
a — vedere exterioară (*1* — bobinele de linii; *2* — bobinele de cadre); *b* — secțiune longitudinală a sistemului (bobinele de cadre nu sînt indicate); *c* — secțiune transversală a sistemului.

scopului și fig. 5.17, *b*, *c*. Metoda de confecționare a șabloanelor se descrie mai jos. Bobinele de deflexie linii și cadrele ale GBL—1 pot fi bobinate pe unul și același șablon. În timpul bobinării trebuie să se respecte legea de distribuție cosinusoidală a spirelor pe secțiunea bobinei (v. fig. 5.17, *c*).

Bobinele de deflexie linii se bobinează în toron, compus din 12 fire de conductor PEV-2 0,31 (ПЭВ-2 0,31). Fiecare bobină conține cîte 30 spire. Bobinele se

Tabelul 5.4

Date constructive ale TL al blocului GBL—1M

Notația înfășurării	Numărul de spire	Tipul conductorului	Tipul carcasei	Ordinea bobinării
w_{12}	47	PEV—1 0,53	Strunjită din sticlă organică	În două straturi spiră lîngă spiră
w_{23}	3	PEV—1 0,53		Racord la w_{12}
w_{34}	170	PEV—1 0,12		Spiră lîngă spiră deasupra lui w_{23}
w_{56}	12	PEV—1 0,2		Înfășurare inversă deasupra lui w_{34}
w_{78}	2200	PELȘO 0,08	Strunjită din sticlă organică (tub)	Pe tub separat

conectează în serie; capătul de sfîrșit al primei bobine trebuie legat cu începutul celei de a doua în același sens de înfășurare. După bobinarea pe șablon bobinele se impregnează cu clei BF—2, se usucă și după ce se scot de pe șablon se izolează cu peliculă subțire de masă plastică. Bobinele de cadre se bobinează cu două fire

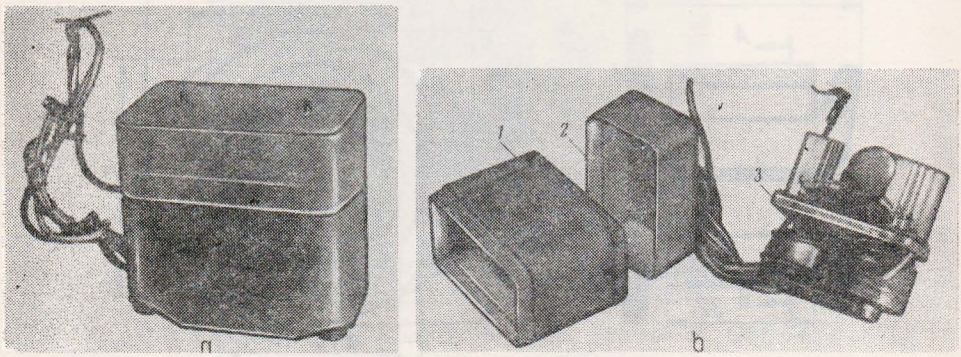


Fig. 5.18. Construcția blocului de înaltă tensiune (GBL—1M:
a — vedere exterioară; *b* — blocul demontat (*1* — carcasa; *2* — capacul; *3* — suportul).

de conductor PEV—2 0,27 (ПЭV—2 0,27). Detalii despre construirea lor se vor da în capitolul următor.

Construcția blocului modernizat GBL—1M nu diferă practic de GBL—1. Întrucît diferă numai schema etajului final al GBL—1 (v. fig. 5.9), montajul GBL—1M se execută pe aceeași placă cu circuite imprimate. Tranzistorul T_{19} tip KT802A poate fi instalat pe șasiul televizorului sau pe un radiator special fixat pe placă. Transformatorul de adaptare are aceleași date de bobinare ca și cel de la GBL—1; este suprimată numai înfășurarea w_{56}. Datele de execuție ale transformatorului Tr_6 sînt prezentate în tabelul 5.4.

Din punct de vedere constructiv, redresorul de înaltă tensiune și TL ale GBL—1M sînt realizate sub formă de bloc separat (fig. 5.18, *a*), compus din carcasa *1*

cu capacul *2* și suportul *3* (fig. 5.18, *b*). Pe suport este instalat TL și montat redresorul de înaltă tensiune cu cele două kenotroane de gabarit redus Kn_1 și Kn_2 tip 1 T 20B (1 Т 20Б) și condensatoarele de înaltă tensiune C_{99} și C_{100} tip KVDS

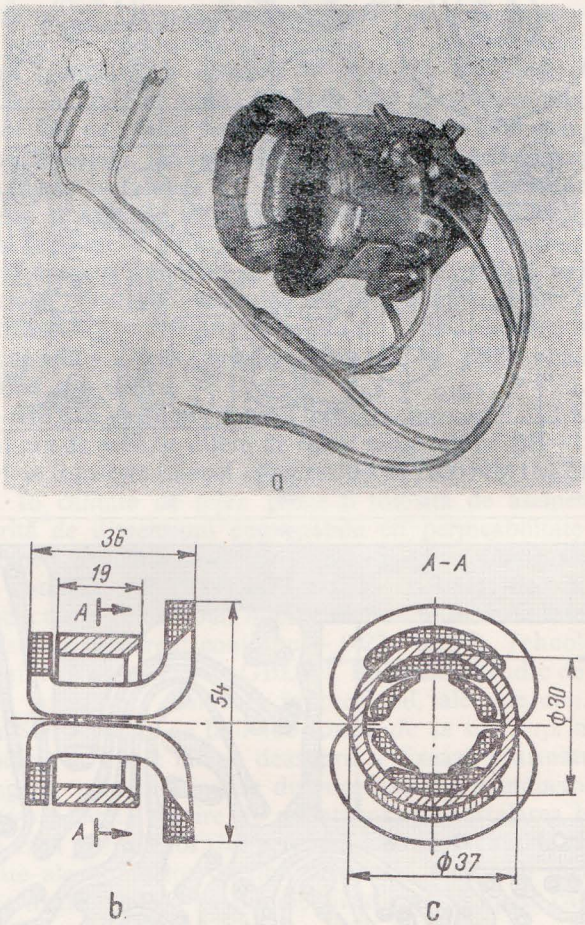


Fig. 5.19. Construcția sistemului de defiexie al GBL—1M:
a — vedere exterioară; *b* — secțiune longitudinală a sistemului (bobinele de cadre nu sînt arătate); *c* — secțiune transversală.

(КВДС). Suportul poate fi confecționat din sticlă organică sau alt material convenabil.

Pentru transformatorul de linii este folosit miezul de gabarit redus tip PK 12×16 (ПК 12×16), confecționat din oxifer marca M 2000 NM—7 (M 2000 НМ—7). Înfășurările de joasă tensiune și cea de înaltă tensiune sînt dispuse pe segmente

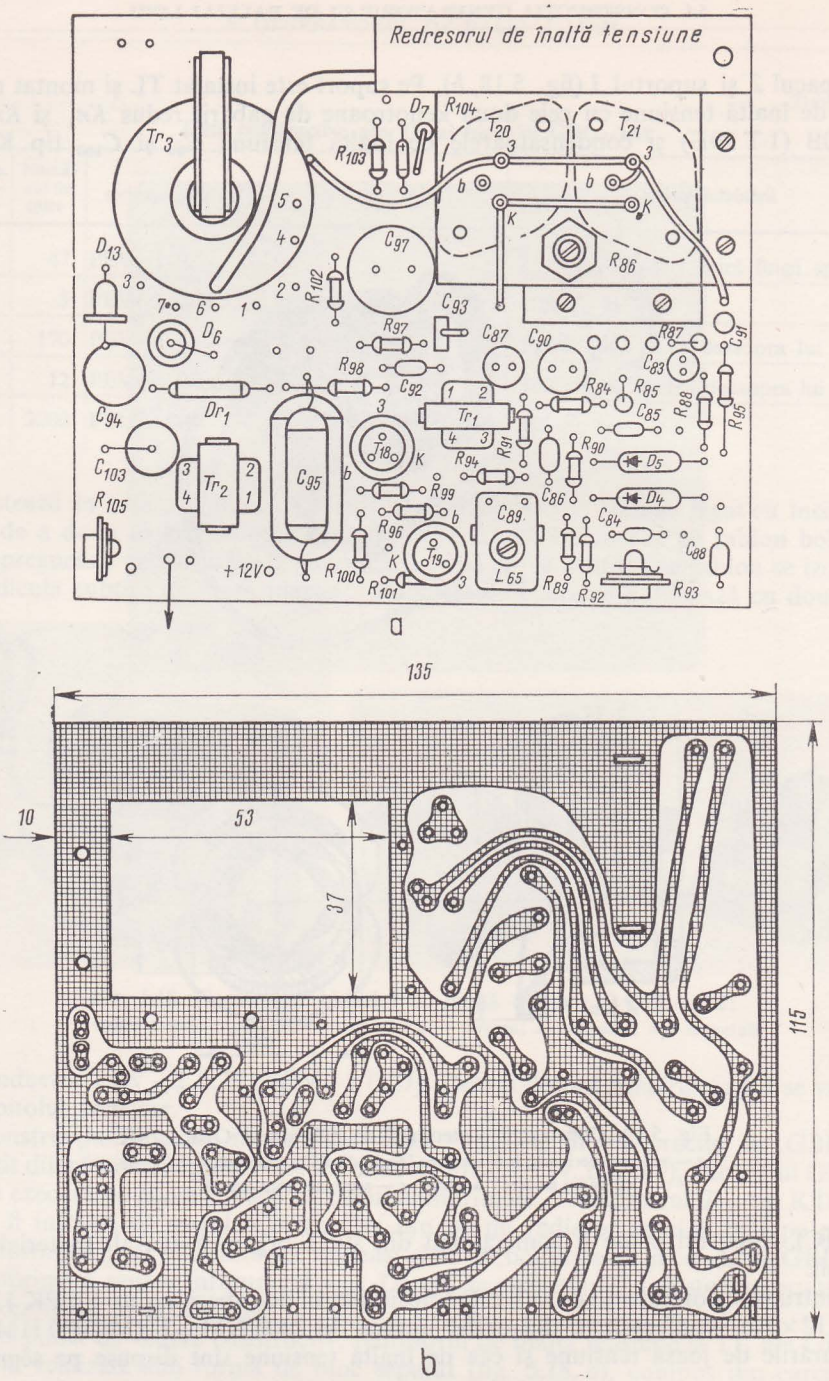


Fig. 5.20. Construcția blocului GBL—2:

a — montajul detaliilor ; *b* — montajul circuitelor imprimate (scara 1: 1,5).

diferite ale miezului. Deasupra înfășurărilor de joasă tensiune sînt fixate spirele de încălzire ale kenotroanelor; pentru fiecare kenotron cîte o spiră. Pentru spirele de încălzire s-a folosit firul median de la cablul de înaltă tensiune tip KTPA (КТПА).

Înfășurarea de înaltă tensiune tip „universal" se bobinează pe tub separat și apoi se fixează pe o carcasă specială fasonată din sticlă organică. Adăugîndu-se apoi impregnarea bobinelor cu cerezină se obține o robustețe electrică ridicată. Lățimea înfășurării bobinei de înaltă tensiune este de aproximativ 10 mm.

Montarea blocului de înaltă tensiune se execută în felul următor. Pe suport, la niște ramificații speciale, se lipesc kenotroanele și condensatoarele. Pe partea opusă a suportului se instalează TL și la ramificațiile corespunzătoare se lipesc spirele de încălzire și capetele înfășurării de înaltă tensiune. Apoi, capetele înfășurărilor de joasă tensiune se strîng într-un toron și se trec printr-un orificiu special al carcasei. După aceasta, suportul se introduce în carcasă și se închide capacul. Consolidarea întregii construcții se realizează prin două șuruburi lungi care se trec prin orificiile carcasei, prin crestăturile miezului și de asemenea prin orificiile suportului și ale capacului. Apoi, deasupra carcasei se pune ecranul confecționat din foaie de alamă sau cupru.

Blocul GBL—1M este destinat pentru a lucra cu cinescopul 23 LK 9B (23 ЛК 9B), de aceea sistemul său de deflexie diferă de cel al sistemului GBL—1 (fig. 5,19, *a*). În SD al GBL—1M se folosește miezul cilindric tip M 2000 NM (M 2000 НМ—7—ОС) (fig. 5,19, *b*, *c*). În calitate de miez poate fi folosită de asemenea o garnitură din inele de ferită de dimensiuni convenabile cu permeabilitate magnetică mai mare de 600. Bobinele de deflexie linii sub formă de șa se bobinează în toron compus din opt fire de conductor PEV—1 0,31 (ПЭВ—1 0,31); fiecare bobină conține cîte 24 spire. Inductanța celor două bobine conectate în serie este de aproximativ 100 μH, iar rezistența în curent continuu — 0,22—0,25 Ω. Tehnologia de execuție a bobinelor de linii este aceeași ca la GBL—1. Bobinele de cadre de formă toroidală sînt bobinate pe jumătățile, desfăcute în prealabil, ale miezului.

La montarea SD bobinele de linii sub formă de șa sînt cuprinse de jumătățile miezului cu bobinele de cadre iar pe deasupra se fixează o armătură de strîngere. Înainte de strîngere, pentru a nu se distruge izolația conductoarelor, bobinele se izolează printr-o peliculă subțire de polietilenă. La instalarea bobinelor trebuie să se urmărească dacă pozițiile lor sînt perpendiculare una față de cealaltă. În spatele capetelor răsfrînte ale bobinelor de linii se fixează flanșa cu inelele de centrare. Pe armătură este fixată o placă cu ramificații la care se lipesc capetele bobinelor.

5.4.3. **Construcția blocului GBL—2**

Din punct de vedere constructiv generatorul de baleiaj linii economic este executat sub formă de bloc separat (fig. 5.20). Montajul de bază al schemei se realizează pe placă cu circuite imprimate. În afară de reperele radio standard, pe placă se mai instalează: circuitul de stabilizare $L_{65}C_{89}R_{94}$ cu ecranul său; transformatoarele Tr_1, Tr_2, Tr_3; radiatorul cu cele două tranzistoare GT 804 B și potențiometrul R_{86} tip SP3—4a. Pe placă este fixat de asemenea blocul redresorului de înaltă tensiune.

Construcția sa este prezentată în fig. 5.21, *a*. În cutia construită din foaie de sticlă organică, de dimensiuni 75 × 53 × 14 mm sînt montate coloanele de seleniu și condensatoarele de înaltă tensiune. După lipirea terminalelor de intrare și de ieșire și încercarea redresorului în schema generatorului, întregul sistem se acoperă cu

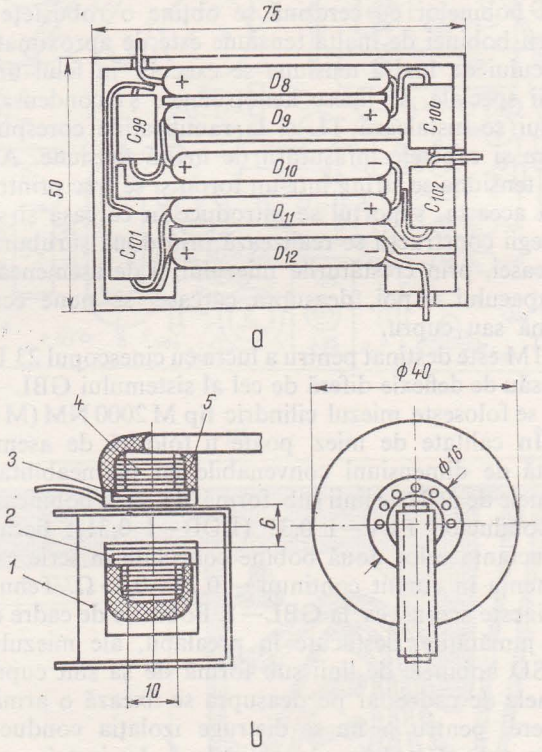


Fig. 5.21. Detalii ale GBL—2:
a — construcția redresorului de înaltă tensiune; *b* — construcția transformatorului de linii (*1* — miez; *2* — carcasă; *3* — bobină de joasă tensiune; *4* — bobina de înaltă tensiune, *5* — rășină epoxidică).

rășină epoxidică. Pentru evitarea erorilor de montare trebuie reținut că partea însemnată cu roșu a coloanelor de seleniu reprezintă catodul.

În schema generatorului sînt folosite rezistențe tip MLT—0,25 (МЛТ—0,25). Se pot folosi de asemenea rezistențe de alte tipuri cu puterea de disipație admisibilă nu mai mică de 0,25 W. Condensatoarele electrolitice tip K50—6 sînt calculate la tensiunea de 15 V, cu excepția condensatorului C_{94}, a cărui tensiune admisibilă nu trebuie să fie mai mică de 100 V. Condensatoarele neelectrolitice, în afară de C_{95}, C_{96}, C_{98}, C_{99}—C_{102}, sînt din hîrtie sau peliculare de tipurile BM—2 (БМ—2) sau K74—5. Condensatoarele de înaltă tensiune C_{99}—C_{102} sînt de tip KVI (КВИ)

de 100 pF și 10 kV. Potențiometrele R_{99} de reglare „brută" a frecvenței și R_{105} — (de focalizare) de tipul SP3—1b (СП3—1b) sînt fixate pe placă.

Datele de execuție ale bobinei L_{65} din circuitul de stabilizare și ale transformatorului autoblocat sînt aceleași cu cele de la GBL—1. Datele de execuție ale transformatoarelor Tr_2 și Tr_3 ale GBL—2 sînt prezentate în tabelul 5.5

În blocul GBL—2 transformatorul de linii Tr_3 este realizat pe miez din oxifer OȘ 7 × 7 și are forma indicată în fig. 5.21, *b*. Din condiția pierderilor minime, înfășurarea TL pe acest miez conține 100 spire. Ea se execută pe carcasa cilindrică *2*

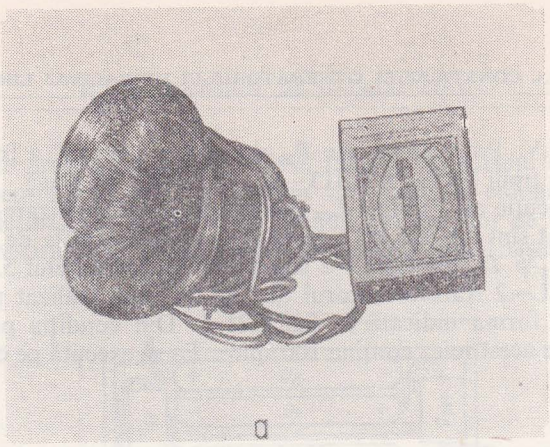
Tabelul 5.5

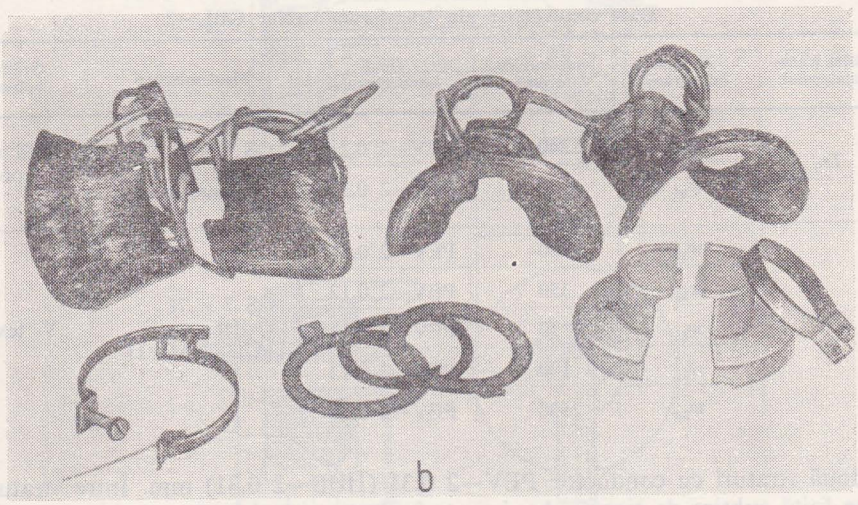
Date constructive ale transformatoarelor GBL—2

Notația transformatorului	Notația înfășurării	Numărul de spire	Tipul conductorului	Tipul miezului	Ordinea bobinării
Tr_2	w_{12}	240	PEV—2 0,21	OS 4 × 8 Oxifer M2000NM—11	Întîi w_{34}, apoi w_{12}
	w_{34}	20	PEV—2 0,31		
Tr_3	w_{12}	100	PEV—2 0,31	OȘ 7 × 7 Oxifer M2000NM—11	V. textul
	w_{23}	350	PEV—2 0,12		
	w_{45}	30	PEV—2 0,12		
	w_{67}	100	PEV—2 0,12		
	w_{38}	2500	PEV—2 0,08		

în două straturi cu conductor PEV—2 0,31 (ПЭВ—2 0,31) mm. Între straturi se pune foiță subțire de țigară. Apoi peste înfășurarea primară se bobinează înfășurările suplimentare în următoarea ordine: w_{23}, w_{45}, w_{67}. Bobina de joasă tensiune de deasupra se izolează prin două straturi subțiri de peliculă de triacetat și pe ea se bobinează bobina *4*.

La acordul TL pe armonica a treia a frecvenței cursei inverse a baleiajului este necesar un coeficient de transformare de aproximativ 100, incluzînd factorul de multiplicare. De aceea, în cazul unei multiplicări de cinci ori și a unei înfășurări primare de aproximativ 100 spire înfășurarea de înaltă tensiune conține aproximativ 2 500 spire. Ea se execută cu conductor PEV—2 (ПЭВ—2) de 0,08 mm. Bobinarea este simplă, avînd între straturile de conductor un strat de hîrtie de condensator de grosime 20—30 μ. Dimensiunile înfășurării sînt indicate în fig. 5.21, *b*. La bobinarea înfășurării de înaltă tensiune trebuie acordată foarte multă grijă. Este cu desăvîrșire interzisă alunecarea spirelor și depășirea straturilor. Pentru mărirea robusteții electrice a TL, după executarea bobinei de înaltă tensiune deasupra celei de joasă tensiune întregul sistem trebuie impregnat cu parafină și acoperit cu rășină epoxidică *5*. Înfășurarea de înaltă tensiune a blocului GBL—1M conține aproximativ 2 500 spire. Prin urmare, pentru aproape aceeași capacitate proprie a bobinei





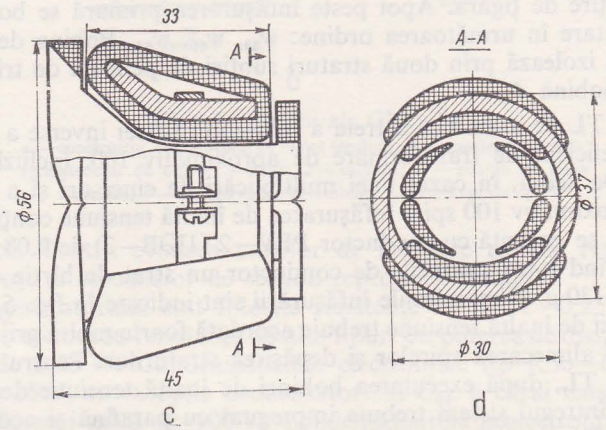


Fig. 5.22. Construcția sistemului de deflexie al GBL—2:

a — vedere exterioară; *b* — detaliile sistemului; *c* — secțiune longitudinală; *d* — secțiune transversală.

și la același acord pierderile în bobina de înaltă tensiune a TL modernizat se reduc mai mult de două ori în comparație cu pierderile în înfășurarea GBL—1M.

În blocul GBL—2 a fost folosit sistemul de deflexie de eficacitate maximă (fig. 5.22, *a*), creat ca rezultat al modernizării SD al blocului GBL—1M. Eficacitatea constructivă a SD modernizat este mărită datorită utilizării miezului cu configurație

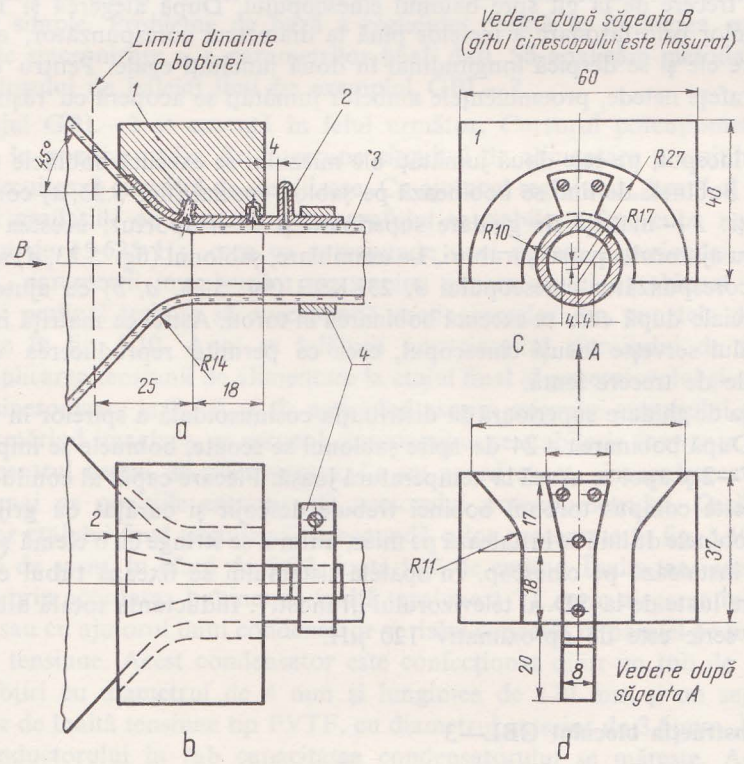


Fig. 5.23. Construcția șablonului pentru bobinarea sistemului de deflexie al GBL—2.

complicată (fig. 5.22, *b*, *c*, *d*). El poate fi realizat de asemenea din inele de ferită tip 600 NM KD × d × h cu diametru diferit. Diametrul interior al inelului părții cilindrice a miezului trebuie să fie egal cu 31—32 mm, la un diametru al gîtului de 20 mm. Pentru unghiul de deflexie de 90°, lungimea părții tronconice a miezului nu trebuie să se ia mai mare decît mărimea diametrului gîtului. Pentru a bobina 24 de spire în toron din 60 fire de conductor PEV—1 0,13, s-a recurs la mărirea,

în comparație cu GBL—1M, a diametrului interior a părții cilindrice a miezului pînă la 31—32 mm. Totodată, se reduce puțin eficacitatea constructivă a sistemului. Totuși, eficacitatea electrică a bobinelor se mărește considerabil ca urmare a reducerii simțitoare a rezistenței la curent continuu pînă la aproximativ 0,15 Ω, a diferenței mici dintre rezistența în curent alternativ și rezistența în curent continuu (circa 5—8%) și a micșorării pierderilor de putere în bobinele de linii pînă la 0,15—0,2 W. Diametrul inelelor părții tronconice a miezului se mărește treptat urmărind forma de trecere de la gît spre balonul cinescopului. După alegerea și reducerea dimensiunilor prin fasonare a inelelor pînă la diametrul corespunzător, acestea se lipesc între ele și se despică longitudinal în două jumătăți egale. Pentru obținerea unor suprafețe netede, proeminențele ambelor jumătăți se acoperă cu rășină epoxidică.

De la început, pe cele două jumătăți ale miezului se execută bobinele toroidale de cadre. Bobinele de linii se bobinează pe șablon special (fig. 5.23, *a*) compus din două părți: *1* — matriță de ghidare superioară și *2* — suportul; acestea se leagă între ele cu ajutorul a patru șuruburi. La asamblare, șablonul (fig. 5.23, *d*) se fixează în locul corespunzător cinescopului *3*, 23LK9B (fig. 5.23, *a*, *b*) cu ajutorul unei cleme speciale după care se execută bobinarea în toron. Astfel ca matriță interioară a șablonului servește însuși cinescopul, ceea ce permite reproducerea exactă a formei sale de trecere lentă.

Matrița de ghidare superioară dă distribuția cosinusoidală a spirelor în lungimea bobinei. După bobinarea a 24 de spire șablonul se scoate, bobinele se impregnează cu clei BF—2 și apoi se usucă la temperatură joasă. Fiecare capăt al conductoarelor din care este compus toronul bobinei trebuie descojit și curățat cu grijă. După aceasta, bobinele de linii se instalează pe miez, ultimul se strînge cu o clemă și întregul sistem se instalează pe cinescop. În spatele sistemului se fixează tubul cu inelele de centrare luate de la SD al televizorului „Iunosti". Inductanța totală a bobinelor legate în serie este de aproximativ 120 μH.

5.4.4. **Construcția blocului GBL—3**

Schema GBL—3 poate fi montată sub formă de bloc separat pe placa cu circuite imprimate la fel ca la GBL—2. Drept transformator Tr_3 poate fi folosit transformatorul Tr_2 al blocului GBL—2, iar în calitate de transformator Tr_4 — transformatorul Tr_6 al blocului GBL—1M cu înlocuirea kenotroanelor prin redresoare cu seleniu. În GBL—3 poate fi folosit sistemul de deflexie de la GBL—1M sau GBL—2. Transformatorul Tr_2 se bobinează cu conductorul PEV—2 0,15 (ПЭВ—2 0,15) pe miezul SB—4 (СБ—4) cu următoarele date: $w_{12} = w_{23} = 750$ spire, $w_{45} = 300$ spire. Celelalte detalii ale schemei GBL—3 sînt analoge celor utilizate mai devreme.

5.5. Reglajul generatorului de baleiaj linii

Metodele de reglaj a generatoarelor de baleiaj linii examinate sînt asemănătoare şi relativ simple. Problema de bază a reglajului constă în obţinerea unui regim normal de sincronizare şi a parametrilor finali daţi. Să analizăm metoda de reglaj a generatorului de baleiaj linii pe exemplul GBL—2.

Reglajul GBL—2 se execută în felul următor. Cursorul potenţiometrului R_{86} se aduce în poziţia medie. Se întrerupe circuitul de alimentare a etajului final şi se scurtcircuitează circuitul de stabilizare. Cu ajutorul reglajului „brut" al frecvenţei R_{93} după gradaţiile de timp ale oscilografului se stabileşte frecvenţa nominală a baleiajului de 15 625 Hz, ceea ce corespunde unei durate a perioadei de 64 μs. Totodată, parametrii impulsurilor pe sarcina generatorului autoblocat şi pe cea a etajului prefinal trebuie să corespundă oscilogramelor din punctele de control prezentate în fig. 5.10. Apoi se înlătură scurtcircuitul circuitului de stabilizare şi după aplicarea tensiunii de alimentare la etajul final al generatorului şi a impulsurilor de sincronizare la RAF şi Φ, acţionînd asupra miezului circuitului de stabilizare şi urmărind imaginea pe ecranul cinescopului, se stabileşte frecvenţa generatorului în centrul benzii de sincronizare. La un acord exact, sincronizarea se deranjează numai pe poziţiile extreme ale cursorului potenţiometrului. Oscilogramele tensiunilor etajului final trebuie să corespundă celor prezentate în fig. 5.10; ele sînt luate faţă de şasiu, în afară de PC3, luată faţă de emitor. Înalta tensiune necesară se obţine prin acordarea bobinei de înaltă tensiune a TL, prin alegerea întrefierului miezului sau cu ajutorul unui condensator variabil conectat în paralel pe înfăşurarea de înaltă tensiune. Acest condensator este confecţionat dintr-un tub de alamă cu pereţi subţiri cu diametrul de 4 mm şi lungimea de 120 mm şi un segment de conductor de înaltă tensiune tip PVTF, cu diametrul exterior de 3,6 mm. La împingerea conductorului în tub capacitatea condensatorului se măreşte. Acordul se realizează după valoarea maximă a înaltei tensiuni. Mărimea capacităţii condensatorului C_{95} se alege astfel încît durata impulsurilor cursei inverse în punctul de control PC4 să fie de 13—14 μs. Durata necesară a impulsurilor generatorului autoblocat poate fi obţinută prin alegerea valorii rezistenţei R_{96}.

În cazul unei tensiuni a sursei de alimentare de 12 V puterea consumată de generatorul de baleiaj linii poate fi măsurată cu ajutorul ampermetrului conectat în circuitul de aplicare a tensiunii de alimentare. Valorile curenţilor consumaţi de fiecare etaj al GBL—2 sînt notate pe schema de principiu (fig. 5.10). Oscilogramele curentului de deflexie şi a curentului de colector al tranzistorului final pot fi ridicate cu ajutorul oscilografului şi a unei rezistenţe de precizie de valoare 0,05—

0,1 Ω, conectată în serie în circuitul SD sau în circuitul de colector al tranzistorului T_{20}.

La borna *6* a TL în raport cu borna *7* trebuie să existe impulsuri negative de tensiune de amplitudine 90—110 V; la borna *4* în raport cu șasiul — impulsuri negative de tensiune avînd amplitudinea de aproximativ 20 V.

Ordinea acordului generatoarelor GBL—1 și GBL—3 este practic aceeași. Oscilogramele tensiunilor în punctele de control și valorile curenților consumați de diferite etaje sînt prezentate în schemele de principiu respective ale generatoarelor (v. fig. 5.8, 5.9, 5.11).

Capitolul 6

Generatorul de baleiaj cadre

6.1. Principii generale de construcție a generatorului

6.1.1. Principiul formării curentului în dinte de ferăstrău

Generatorul de baleiaj cadre (GBC) al televizorului tranzistorizat servește pentru deflexia pe verticală a fasciculului electronic al cinescopului. Frecvența de baleiaj cadre pentru standardul de televiziune OIRT este de 50 Hz. Conform formei în dinte de ferăstrău a curentului de deflexie, fasciculul electronic pe timpul cursei directe a baleiajului, care pentru frecvența de 50 Hz reprezintă aproximativ 19 ms, se deplasează în jos pe verticală pe întreaga dimensiune a cadrului, iar pe timpul cursei inverse, egală aproximativ cu 0,5—1,2 ms, se întoarce în poziția inițială.

Forma curentului de deflexie a baleiajului de cadre practic nu diferă de loc de forma curentului de deflexie al baleiajului de linii. Diferența esențială constă în modul de obținere a lor. Și această diferență este determinată în primul rînd de diferența mare dintre frecvențele de baleiaj linii și cadre. La *frecvența mare* a baleiajului de linii bobinele de deflexie pe linii sînt echivalente cu o *inductanță* și de aceea, pentru obținerea curentului liniar crescător, pe ele trebuie să se aplice o *tensiune constantă*. La *frecvența joasă* a baleiajului de cadre bobinele de deflexie pe cadre sînt echivalente cu o *rezistență activă* și, prin urmare, pentru a obține curentul în dinte de ferăstrău, pe ele trebuie să se aplice o *tensiune în dinte de ferăstrău*. De aici rezultă clar de ce schemele care asigură semnalul de comandă pentru bobinele de deflexie ale baleiajului de linii și de cadre vor diferi după structura lor și după principiul de funcționare [40, 41].

În fig. 6.1, *a* este prezentată schema echivalentă a bobinelor de deflexie cadre (BC), care ține seamă de inductanța bobinelor L_c și rezistența lor activă r_c. Să determinăm forma tensiunii u_c care trebuie aplicată la bobinele de cadre pentru a se obține prin ele un curent care variază aproximativ liniar pe timpul cursei directe a baleiajului (fig. 6.1, *b*). Se știe că pentru obținerea curentului în dinte de ferăstrău la o *inductanță* trebuie să se aplice o *tensiune constantă* u_L. Evident că pe *rezistență* în acest caz trebuie să se aplice o *tensiune în dinte de ferăstrău* u_r. Suma tensiunilor u_L și u_r determină forma necesară a tensiunii rezultante.

Din fig. 6.1. se vede că inductanța bobinelor de deflexie cadre se resimte slab numai pe timpul cursei directe T_d. cînd curentul în bobine variază relativ lent. Pe

timpul cursei inverse T_i variația rapidă a curentului provoacă o variație mare a mărimii impulsului de tensiune pe inductanța bobinelor de deflexie și în acest timp nu se mai pot considera bobinele ca o rezistență activă pură.

Astfel, pentru obținerea *curentului de dinte de ferăstrău* la bobinele de cadre rebuie să se aplice o *tensiune sub formă de dinte de ferăstrău-impuls*. Raportul între

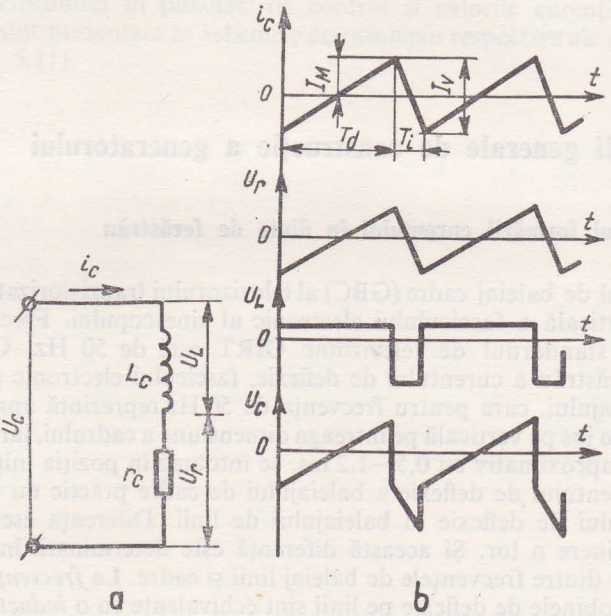


Fig. 6.1. Schema echivalentă a bobinelor de deflexie cadre (*a*) și forma curentului și tensiunilor respective (*b*).

componentele în impuls u_L și în dinte de ferăstrău u_r depinde de *constanta de timp a bobinelor* L_c/r_c. Cu cît este mai mare L_c/r_c, cu atît mai mare trebuie să fie componenta în impuls a tensiunii de comandă u_c. Raportul u_L/u_c depinde de asemenea de *rezistența internă* R_i a sursei tensiunii de comandă (în fig. 6.1 nu este arătată).

Ținîndu-se seamă de rezistența R_i procesele în bobinele de cadre sînt determinate de constanta de timp echivalentă $L_c/R_i + r_c$ și, prin urmare, forma necesară a tensiunii de comandă u_c depinde de particularitățile schemei de baleiaj. Evident că pentru o rezistență internă mare (etaj pe tranzistor cu emitor comun) este necesară o componentă în impuls mică pentru obținerea curentului de deflexie în dinte de ferăstrău. În acest caz ea poate fi neglijată fără o înrăutățire prea mare a liniarității curentului în dinte de ferăstrău. La utilizarea etajului realizat după schema cu colector comun, care are o rezistență internă mică, este necesară o tensiune în impuls mare.

Este necesar, de asemenea, să se aibă în vedere că la funcționarea bobinelor conectate la sursa tensiunii de comandă cu rezistență internă mare, întrucît componenta în impuls lipsește din tensiunea de comandă, pe bobinele de deflexie, pe timpul cursei inverse va avea loc un *salt de tensiune*. Acest salt are caracterul componentei în impuls și apare pe seama autoinducției bobinelor de deflexie. Mărimea saltului de tensiune este *proporțională cu energia reactivă* de deflexie și *invers proporțională cu durata cursei inverse*. De aici rezultă clar că, tensiunea în impuls poate fi micșorată prin mărirea duratei cursei inverse. Totuși, o dată cu aceasta este posbilă înrăutățirea liniarității curentului de deflexie. În practică, o variație riguros liniară a curentului de deflexie nu asigură liniaritatea imaginii din cauza distorsiunilor simetrice. Prin urmare, ca și la generatorul de baleiaj linii acestea apar datorită neconcordanței centrului sistemului de deflexie cu centrul de curbură al ecranului cinescopului. Pentru compensarea distorsiunilor simetrice se utilizează metode de *corecție în* S a curentului de deflexie analoge celor utilizate în GBL. De regulă, pentru obținerea corecției în S a curentului se modifică în mod corespunzător forma tensiunii de comandă dinte de ferăstrău-impuls.

6.1.2. Principiul de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău

Așadar, pentru obținerea imaginii liniare pe verticală, la bobinele de deflexie trebuie să se aplice o tensiune în dinte de ferăstrău de formă determinată. În GBC ale televizoarelor portative, de regulă, tensiunea în dinte de ferăstrău se obține cu ajutorul *circuitelor de integrare RC*. În fig. 6.2, *a* este prezentat un circuit de integrare, comandat cu ajutorul comutatorului *K*. Cînd comutatorul este deschis, condensatorul *C* al circuitului se încarcă de la sursa *E* prin rezistența *R* (curba punctată din fig. 6.2, *b*). După închiderea comutatorului pe intervalul de timp T_d condensatorul *C* se descarcă prin rezistența comutatorului r_{com}. Dacă este îndeplinită inegalitatea $r_{com} \ll R$, atunci durata de descărcare a condensatorului T_i va fi mult mai mică decît durata de încărcare. Este necesar deci să se aleagă momentul de deschidere al comutatorului *K* și raportul dintre rezistențele *R* și r_{com}, astfel încît intervalele de timp T_d și T_i să corespundă valorilor standard ale duratelor cursei directe și cursei inverse ale baleiajului.

Deschizînd și închizînd periodic comutatorul, obținem pe condensator tensiune în dinte de ferăstrău (fig. 6.2, *a*). *Liniaritatea* tensiunii în dinte de ferăstrău pentru o mărime dată T_d depinde de *constanta de timp* $\tau = RC$ a circuitului de integrare și de *mărimea tensiunii* sursei de tensiune continuă *E*. Dacă mărimea *E* este dată, atunci liniaritatea tensiunii în dinte de ferăstrău pe timpul cursei inverse va fi asigurată dacă $\tau \gg T_d$. Raportul T_d/τ se numește *coeficient de neliniaritate* a tensiunii în dinte de ferăstrău.

Tensiunea în dinte de ferăstrău de forma necesară poate fi de asemenea obținută cu ajutorul circuitului care are o constantă de timp mică $\tau \leqslant T_d$ (fig. 6.2, *c*). Circuitul de integrare al schemei din fig. 6.2, *c* este formată din rezistența comutatorului r_{com} și condensatorul *C*. În paralel pe condensator este conectată rezistența

de descărcare R, însă $r_{com} \ll R$. Cînd comutatorul este închis, condensatorul se încarcă rapid prin rezistența r_{com} pînă la tensiunea E. La întreruperea comutatorului condensatorul se descarcă lent prin rezistența R. Dacă $r_{com}C < T_i$, $RC \gg T_d$, atunci pe condensatorul C al circuitului din fig. 6'2, *c* se formează tensiunea în dinte de ferăstrău de liniaritatea necesară (fig. 6.2, *d*).

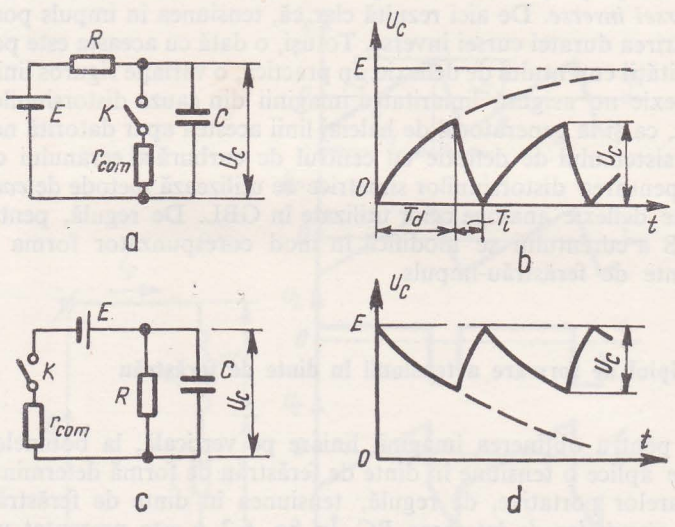


Fig. 6.2. Metode de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău:
a și *c* — circuite de integrare; *b* și *d* — forma tensiunii pe ele.

Astfel, pentru aceeași polaritate a sursei de alimentare cu ajutorul a *două circuite de integrare*, caracterizate de *constante de timp diferite*, se poate obține tensiune în dinte de ferăstrău crescătoare și descrescătoare. Rolul comutatorului în schemele studiate este îndeplinit de tranzistorul *etajului de descărcare*.

Din fig. 6.2 se vede că, din dorința de a se mări coeficientul de utilizare a tensiunii sursei u_s/E, se mărește neliniaritatea tensiunii în dinte de ferăstrău care are un caracter exponențial. Pentru îmbunătățirea liniarității tensiunii în dinte de ferăstrău se folosesc diferite metode. Cea mai simplă metodă de liniarizare o constituie utilizarea la ieșirea etajului de descărcare a *două circuite de integrare*. Esența acestei metode constă în aceea că în a doua celulă a circuitului se formează o tensiune în dinte de ferăstrău a cărei curbură este *opusă* curburii tensiunii din prima celulă. La compunerea acestor tensiuni neliniaritatea se compensează. Practic, schema cu două circuite de integrare permite ca, fără să se modifice amplitudinea tensiunii în dinte de ferăstrău, să se micșoreze coeficientul său de neliniaritate în comparație cu schema care conține un singur circuit, de aproximativ 1,5—2 ori.

Neliniaritatea tensiunii în dinte de ferăstrău din schema de formare care folosește fenomenul de încărcare și descărcare a condensatorului, se explică prin variația

considerabilă a curentului prin rezistență pe măsura variației tensiunii pe condensator pe timpul cursei directe. *Coeficientul de neliniaritate* poate fi mult *micșorat* prin stabilizarea acestui curent cu ajutorul unui *element de stabilizare* care poate fi un tranzistor. Posibilitatea utilizării tranzistorului pentru acest scop este determinată de dependența slabă a curentului colectorului de tensiunea de colector la un curent de bază constant în schema cu emitor comun.

Pentru micșorarea *distorsiunilor exponențiale* ale tensiunii în dinte de ferăstrău poate fi utilizată *metoda tensiunii electromotoare de compensare.* Principiul acestei metode constă în *menținerea constantă a vitezei de descărcare (încărcare) a condensatorului* din circuitul de integrare prin stabilizarea căderii de tensiune pe rezistența circuitului. Aceasta este echivalentă cu variația tensiunii sursei E sincron cu variația tensiunii pe condensator.

O dată cu circuitele de corecție a distorsiunilor exponențiale a tensiunii în dinte de ferăstrău, în schema GBC se folosesc diferite circuite de formare care compensează distorsiunile tensiunii în dinte de ferăstrău la trecerea sa prin circuitele neliniare ale amplificatorului intermediar și ale etajului final.

6.1.3. Schema-bloc

Din principiile analizate de obținere a curentului și tensiunii în dinte de ferăstrău rezultă clar că GBC trebuie să conțină un etaj care să asigure forma necesară a tensiunii de comandă pentru bobinele de deflexie. Rolul acestui etaj îl îndeplinește *etajul final*, relativ de putere cu tranzistor. *Semnalul de comandă* în dinte de ferăstrău pentru *etajul final* se obține cu ajutorul *etajului de descărcare*, construit pe baza unui tranzistor și a unui circuit de integrare. *Frecvența* de variație a tensiunii în dinte de ferăstrău a etajului de descărcare și *durata cursei inverse* a baleiajului sînt determinate de *oscilatorul pilot* care generează impulsurile dreptunghiulare ale tensiunii de comandă. *Oscilatorul pilot* trebuie să lucreze în regim de *autoexcitație.* Reamintim că etajul pe tranzistor se comandă cu *semnale de curent* (spre deosebire de etajul cu tub electronic). De aceea, pentru obținerea pe sarcina etajului final a tensiunii în dinte de ferăstrău la *intrarea* sa trebuie să se aplice *curent în dinte de ferăstrău.* La *ieșirea* etajului de descărcare se găsește de asemenea *tensiune în dinte de ferăstrău.* De aici rezultă clar că schema GBC tranzistorizat trebuie să conțină un etaj de transformare a tensiunii în dinte de ferăstrău în curent în dinte de ferăstrău [24].

Mai sus s-a arătat că pentru compensarea distorsiunilor exponențiale ale tensiunii în dinte de ferăstrău se folosesc diferite soluții (reacții, circuite de integrare compuse etc.). Totuși, în schemele reale de GBC apar nu numai *distorsiuni exponențiale.* De obicei, în etajul final al GBC al televizoarelor portative au loc și *distorsiuni patratice* (parabolice) ale tensiunii (curentului) de comandă. Cauzele apariției acestui tip de distorsiuni vor fi examinate mai jos. Pentru compensarea lor, ca și pentru compensarea distorsiunilor neliniare, se folosesc diferite circuite de formare.

În felul acesta, a fost determinată structura schemei generatorului tranzistorizat al baleiajului de cadre. Sub formă generală GBC trebuie să conțină un oscilator

pilot, un formator de tensiune în dinte de ferăstrău, un convertor, un etaj final, bobinele de deflexie şi circuite de corecţie (fig. 6.3).

Sincronizarea oscilatorului pilot al GBC se realizează prin impulsurile de sincronizare care se aplică de la separator. Una dintre cele mai importante cerinţe ale generatorului de baleiaj cadre o constituie *stabilitatea sincronizării*. Ea se caracterizează prin capacitatea oscilatorului pilot cu autoexcitaţie de a lucra eficace în regim de oscilaţii forţate adică la frecvenţa de repetiţie a impulsurilor de sincronizare. *Stabilitatea sincronizării* este cu atît mai bună, cu cît este mai ridicată *stabilitatea frecvenţei proprii* a oscilatorului pilot şi cu cît este mai mare *banda de prindere* (domeniul frecvenţelor proprii, în limitele cărora generatorul intră rapid în regim de oscilaţii forţate).

O altă cerinţă importantă impusă GBC o constituie existenţa unei *întreţeseri simetrice* la transmiterea semicadrelor imaginii. Regimul *întreţeserii simetrice* este caracterizat de acea poziţie a semicadrelor în care liniile unui semicadru se dispun simetric faţă de liniile celuilalt. Deranjarea cea mai mare a acestei simetrii constă în suprapunerea liniilor celor două semicadre, ceea ce conduce la pierderea definiţiei imaginii pe verticală.

Astfel, generatorul de baleiaj cadre, constituie un ansamblu destul de complicat al televizorului tranzistorizat. Lui i se impun diferite cerinţe deseori contradictorii

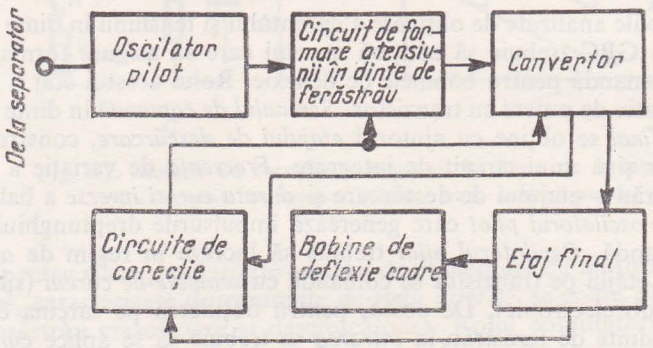


Fig. 6.3. Schema bloc a generatorului de baleiaj cadre.

şi etajele sale îndeplinesc funcţii multiple. În plus faţă de cerinţele enumerate mai sus GBC al televizorului tranzistorizat portativ trebuie să aibă *gabarit şi greutate minime* şi de asemenea să consume o *energie de alimentare cît mai mică* posibilă.

Să examinăm pe exemple concrete particularităţile constructive ale diferitelor etaje ale GBC care îndeplinesc cerinţele enumerate.

6.1.4. Oscilatorul pilot

În televizoarele portative în scopul reducerii numărului de tranzistoare în schema GBC, de regulă, funcţiile de *generare a impulsurilor de comandă* şi de *obţinerea*

tensiunii în dinte de ferăstrău sînt îndeplinite de *oscilatorul pilot*. În acest caz, *circuitul de integrare* constituie *sarcina* oscilatorului pilot.

Tipul de oscilator pilot adoptat depinde de distribuirea funcțiilor între el și amplificatorul intermediar (convertor); din acest punct de vedere se folosesc două variante de schemă. La utilizarea amplificatorului cu caracteristică de amplitudine liniară, asigurată prin utilizarea reacțiilor negative profunde, avem nevoie de un oscilator pilot cu *liniaritate ridicată* a tensiunii în dinte de ferăstrău. Dacă se folosește un *oscilator pilot* care dă la ieșire o tensiune în dinte de ferăstrău *neliniară*, atunci *caracteristica de amplitudine a amplificatorului intermediar* trebuie să aibă o *neliniaritate de sens contrar* care să compenseze distorsiunile tensiunii în dinte de ferăstrău. Ultima variantă a oscilatorului pilot în care se admit distorsiuni mari ale tensiunii în dinte de ferăstrău se deosebește prin simplitatea sa și de aceea se utilizează des în televizoarele portative.

Majoritatea schemelor GBC tranzistorizate ale televizoarelor portative se construiesc după un principiu, care ocupă un loc intermediar între prima și a doua variantă. Aproape întotdeauna în aceste scheme, *amplificatorul intermediar* este cuprins în *lanțul reacției negative* iar *oscilatorul pilot* este completat cu o *schemă de liniarizare* a tensiunii în dinte de ferăstrău.

Aproape întotdeauna în calitate de oscilator pilot al baleiajului de cadre în televizoarele portabile tranzistorizate se folosește un *generator autoblocat* care lucrează după un principiu puțin diferit de cel al generatorului autoblocat al baleiajului de linii. Diferența constă numai în faptul că la ieșirea oscilatorului pilot al baleiajului de cadre trebuie să existe o tensiune în dinte de ferăstrău cu *frecvența 50—60 Hz*. În calitate de oscilatoare pilot pentru baleiajul de cadre al televizoarelor tranzistorizate se folosesc rareori multivibratoare, deoarece acestea au o stabilitate a frecvenței mai redusă în comparație cu generatoarele autoblocate.

Tensiunea în dinte de ferăstrău se obține de obicei prin conectarea la ieșirea *generatorului autoblocat* a unui *circuit de integrare*. După metodele de fixare a frecvenței, de conectare a circuitelor de integrare și de asigurare a reacției pozitive se deosebesc cîteva tipuri de generatoare autoblocate. În majoritatea cazurilor circuitul de frecvență pilot se conectează în *circuitul de bază* al generatorului autoblocat. *Reacția pozitivă* care determină regimul de autoexcitație, este asigurată de un *transformator* cu cuplaj strîns între înfășurări. Transformatorul poate fi conectat între colector și bază (fig. 6.4, *a*, *b*) sau între emitor și bază. (fig. 6.4, *c*).

Funcționarea generatorului autoblocat de acest tip se bazează pe principiul cunoscut, cînd *durata* impulsurilor generate T_i este determinată în special de *inductanța* înfășurărilor transformatorului bloking, iar intervalul dintre impulsuri T_d— de *constanta de timp* a circuitului *RC* al bazei, a cărei mărime se alege ceva mai mare de 20 ms. Utilizarea unuia sau altuia dintre tipurile de reacție pozitivă este determinată de *polaritatea impulsurilor de tensiune*, necesare pentru comanda etajului final.

Coeficientul de transformare optim se alege din condiția celor mai bune durate ale fronturilor impulsului pe sarcina dată. Pentru schema generatorului autoblocat, prezentată în fig. 6.4, *a*, *coeficientul de transformare* este egal cu raportul dintre

numărul de spire ale înfășurării de bază și numărul de spire ale înfășurării de colector care în majoritatea cazurilor se află între limitele 4—6. Pentru aceeași schemă, mărimea inductanței înfășurării de bază este, de obicei, de 40—60 mH.

Această mărime a inductanței este determinată de durata impulsului, care, ținîndu-se cont de mărimea sa în etajele finale se ia de ordinul 0,3—0,5 μs. La ieșirea

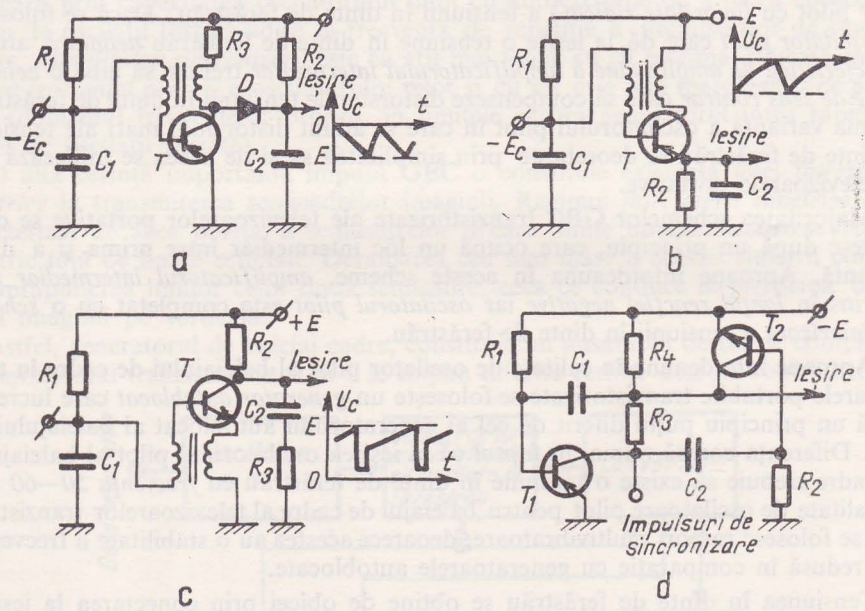


Fig. 6.4. Scheme de principiu ale oscilatoarelor pilot din GBC.

generatorului autoblocat, pentru obținerea tensiunii în dinte de ferăstrău, se conectează un *circuit de integrare*. Conform principiilor de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău (fig. 6.2) în oscilatorul pilot al baleiajului de cadre se folosesc în special două variante de generatoare autoblocate.

Schema simplificată a uneia dintre acestea este arătată în fig. 6.4, *b*.

Ea corespunde schemei perezentate în fig. 6.2, *c*. Circuitul de integrare este reprezentat de conexiunea în paralel a condensatorului C_2 și a rezistenței R_2, conectată în emitorul tranzistorului. În timpul acțiunii impulsurilor generatorului autoblocat, cînd tranzistorul este deschis, condensatorul C_2 se încarcă rapid prin tranzistor aproape pînă la tensiunea de alimentare. Cînd tranzistorul este blocat (pauza dintre impulsuri) acest condensator se descarcă lent prin rezistența R_2. În felul acesta se obține *tensiunea în dinte de ferăstrău*. Pentru o liniaritate cît mai bună constanta de timp a circuitului R_2C_2 trebuie să fie mult mai mare decît durata cursei directe, adică decît constanta de timp a circuitului de comandă R_1C_1 care

dă frecvența impulsurilor generatorului autoblocat. Totuși mărirea constantei de timp a acestui circuit pe seama măririi rezistenței R_2 este posibilă în anumite limite. Aceasta înseamnă că în cazul unei rezistențe mari în circuitul de emitor, se micșorează amplitudinea impulsurilor generate, fronturile se deformează, iar la mărirea peste măsură a acestei rezistențe funcționarea generatorului autoblocat devine instabilă. Valoarea admisibilă mică a rezistenței R_2 este impusă de capacitatea mare a condensatorului C_2, astfel încît să se asigure o liniaritate acceptabilă a tensiunii în dinte de ferăstrău. Mărimea capacității acestui condensator se află între limitele 5—100 μF. Utilizarea condensatoarelor de capacitate relativ mare înrăutățește *stabilitatea schemei* și o face mai critică la înlocuirea elementelor.

În GBC ale televizoarelor portabile se folosește uneori schema simplificată a oscilatorului pilot prezentată în fig. 6.4, *b*. În varianta simplificată a schemei. circuitul de comandă R_1C_1 lipsește. În acest caz, circuitul de emitor R_2C_2 îndeplinește și funcția de *fixare a frecvenței* și cea de *obținere a tensiunii de dinte de ferăstrău.* Această cumulare de funcții impune o limitare asupra mărimii *constantei de timp* a circuitului de emitor; ea trebuie să fie aproximativ *egală cu durata cursei directe* a baleiajului. Evident că tensiunea în dinte de ferăstrău la ieșirea unui asemenea generator va avea o pronunțată *distorsiune exponențială.* De aceea schema examinată a oscilatorului pilot nu se utilizează în GBC cu două etaje. Un alt neajuns al generatorului simplificat constă în aceea că la reglarea frecvenței de oscilație prin varierea tensiunii sale de polarizare E_p pe baza tranzistorului, amplitudinea tensiunii în dinte de ferestrău variază în limite mai mari decît la schema din fig. 6.4, *b*.

În fig. 6.4, *a* este prezentată schema simplificată a generatorului autoblocat, la care sînt înlăturate parțial neajunsurile schemei din fig. 6.4, *b*. În generator circuitul de integrare R_2C_2 este conectat la colectorul tranzistorului printr-o diodă. Această construcție a schemei permite atenuarea *influenței reciproce* a *regimului de lucru al generatorului autoblocat* cu *regimul de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău.* În acest caz, mărimea rezistenței R_3 nu depinde practic de constanta de timp a circuitului de integrare.

Frecvența de oscilație a generatorului autoblocat este determinată de *constanta de timp a circuitului de bază* R_1C_1. În regimul de autoexcitație a generatorului, pe colectorul tranzistorului, în timpul cursei inverse, se formează impulsuri pozitive de tensiune, care comandă starea diodei. Cînd impulsul lipsește, dioda este blocată și condensatorul se încarcă încet de la sursă prin rezistența R_2. La acțiunea impulsului dioda se deschide și condensatorul C_2 se descarcă repede prin dioda deschisă și prin tranzistor. În felul acesta pe condensatorul C_2 se formează *tensiunea descrescătoare în dinte de ferăstrău.* Dacă este necesar să se obțină *tensiune crescătoare*, atunci în schema din fig. 6.4, *a*, trebuie să se folosească un *tranzistor de tip npn.*

În practică schema din fig. 6.4, *a*, se folosește deseori sub formă oarecum schimbată; dioda și rezistența R_2 din schemă se exclud, iar condensatorul C_2 se conectează direct la colectorul tranzistorului. În acest caz *circuitul de integrare* este compus din rezistența R_3 și condensatorul C_2. Această schemă are aceleași neajunsuri ca și schema din fig. 6.4, *b*.

În acele cazuri cînd etajul final al GBC are *rezistență de intrare mică* tensiunea în dinte de ferestrău trebuie să conțină o *componentă în impuls* apreciabilă. Pentru

obținerea *componentei în impuls*, în serie cu condensatorul circuitului de integrare se conectează o rezistență (R_3 în fig. 6.4, *c*). Principiul de funcționare al generatorului din fig. 6.4, *c* corespunde lucrului schemei din fig. 6.2, *a*. Ca rezultat, pe condensatorul C_2 se formează *tensiunea în dinte de ferestrău*, iar pe rezistența R_3 — *tensiunea în impuls*. Prin compunerea acestora, la ieșirea generatorului se obține *tensiunea dinte de ferăstrău-impuls*.

În schemele studiate de generatoare autoblocate *reglarea frecvenței* de oscilație se realizează prin *varierea tensiunii de polarizare* E_p pe baza tranzistorului. În practică, în locul unei surse separate de polarizare se folosește un *divizor reglabil* al tensiunii de alimentare E pe rezistențe. *Sincronizarea* oscilațiilor generatoarelor autoblocate se realizează prin aplicarea impulsului de sincronizare de polaritatea și amplitudinea necesară la circuitul de bază al tranzistorului sau direct la un condensator de separare, sau cu ajutorul unei înfășurări suplimentare a transformatorului bloking.

La comutarea tranzistorului generatorului autoblocat, din cauza variației bruște a curentului de colector, în înfășurarea primară a transformatorului apar impulsuri de tensiune mari. *Salturile parazite* de tensiune au polaritate opusă impulsului de bază iar amplitudinea lor poate fi considerabil de mare. Dacă nu se iau măsuri speciale de limitare a *impulsurilor parazite* atunci tranzistorul generatorului poate fi scos din funcțiune. Pentru limitarea salturilor se recomandă ca în paralel pe una din înfășurările transformatorului bloking să se conecteze o *diodă semiconductoare*. Polaritatea conectării *diodei limitatoare* nu trebuie să perturbe regimul normal de oscilație.

Schemele studiate de oscilatoare pilot satisfac majoritatea cerințelor impuse GBC. Unele dintre neajunsuri se înlătură prin utilizarea a diferitelor soluții schematice. Din punct de vedere al construcției și confecționării televizoarelor portabile, dificultăți mari provoacă existența transformatorului în schema generatorului autoblocat. În prezent se caută cu insistență posibilități de creare de scheme de oscilator pilot fără transformator. Un astfel de oscilator îl constituie *multivibratorul*. Deocamdată în GBC tranzistorizate ale televizoarelor portabile *multivibratorul* se folosește destul de rar, deoarece frecvența sa de oscilație depinde în mare măsură de factorii destabilizatori, mai mult decît în cazul *generatorului autoblocat*. În afară de aceasta, schema *generatorului autoblocat* conține mai puține elemente și creează tensiune în dinte de ferăstrău cu liniaritate mai bună. Totuși în ultimul timp, datorită elaborării tranzistoarelor cu siliciu de stabilitate ridicată cu curenți termici mici, posibilitatea utilizării *multivibratorului* ca oscilator pilot în GBC devine pe deplin reală.

Perspectiva o constituie de asemenea schema *fără transformator* a generatorului de impulsuri în dinte de ferăstrău cu *efect Müller*. Tensiunea pe rezistența sa de colector are forma:

$$u = \beta E\left[1 - e^{-\frac{1}{(1+\beta)\,RC}}\right],$$

unde β este coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului T_1; E — tensiunea sursei de alimentare; RC — constanta de timp a circuitului de integrare.

Această expresie arată că în comparație cu circuitul simplu de integrare *RC*, *integratorul Müller* permite în același timp mărirea nivelului tensiunii de ieșire și a constantei de timp a sistemului.

Tranzistorul T_2 lucrează în calitate de comutator, care își schimbă constanta de timp pe timpul curselor directă și inversă ale baleiajului. Pe timpul cursei inverse tranzistorul T_2 se deschide și scurtcircuitează rezistența R_4 asigurînd descărcarea rapidă a condensatorului C_1. Circuitul R_2C_2 determină *durata cursei directe* (T_2 blocat) în cursul căreia are loc încărcarea lentă a condensatorului C_1. Sincronizarea acestui generator se realizează ușor prin aplicarea impulsurilor de sincronizare la circuitul de bază al tranzistorului comutator.

Oscilatorul studiat are următoarele avantaje: semnalul de ieșire poate fi ușor premodulat, prin introducerea unor tensiuni de corecție, deoarece are un nivel fix, față de polul negativ al sursei de alimentare; existența coeficientului β în expresiile prezentate mai sus permite micșorarea în mod corespunzător a mărimii capacității condensatorului C_1, ceea ce dă posibilitatea utilizării unui condensator cu stabilitate mare în timp și la temperatură. Neajunsul oscilatorului constă în rezistența de ieșire destul de mare, ceea ce complică *adaptarea* cu amplificatorul intermediar.

Pentru mărirea stabilității la temperatură, în calitate de prim tranzistor se folosește de obicei un tranzistor cu siliciu cu curent rezidual mic. Lipsa transformatorului din schema generatorului Müller permite micșorarea gabaritului blocului de baleiaj cadre.

6.1.5. Amplificatorul intermediar

Amplificatorul intermediar este necesar în schema baleiajului de cadre, întrucît puterea semnalului oscilatorului pilot este *insuficientă* pentru comanda etajului final. În afară de aceasta, datorită etajului amplificator intermediar este mai ușor să se obțină forma dorită a tensiunii de comandă cu ajutorul unui circuit de reacție. Din aceste considerente se recomandă să se utilizeze scheme de GBC cu trei și patru etaje. *Numărul etajelor* amplificatorului intermediar se alege în funcție de cerințele privind *liniaritatea* imaginii pe verticală, de *puterea etajului final* și de *parametrii tranzistoarelor* folosite. În funcție de puterea deflexiei, de liniaritatea necesară și de stabilitatea amplitudinii semnalului de comandă există cîteva variante de schemă a amplificatorului intermediar. Toate acestea au la bază două metode de conectare a tranzistorului în etaj — cu *emitorul comun* și cu *colectorul comun*.

La televizoarele portabile la care principala cerință se referă la reducerea gabaritului, este greu să se asigure un regim de amplificare liniară în etajul final cu transformator sau cu bobină de șoc de dimensiuni mari. *Liniaritatea* necesară a curentului de deflexie se obține cu ajutorul *circuitului de reacție*. Din acest punct de vedere cel mai bine este ca *amplificatorul intermediar* să fie realizat după *schema cu emitorul comun*, deoarece această schemă permite un coeficient destul de mare de reacție negativă. O dată cu aceasta, datorită reacției se mărește rezistența de intrare a etajului și astfel scade influența acestei rezistențe asupra formării tensiunii în dinte de ferăstrău în oscilatorul pilot. Totodată *liniaritatea tensiunii* în dinte defe răstrău

se îmbunătățește și prin urmare, se îmbunătățește și *liniaritatea curentului* în dinte de ferăstrău în sarcină.

Calitatea etajului cu emitor comun constă în *schimbarea fazei semnalului de intrare* cu 180°. În consecință, neliniaritatea caracteristicii de amplitudine a etajului prefinal, realizat după schema cu emitor comun, are caracter invers în raport cu distorsiunile care apar în etajul final. Aceasta permite folosirea proprietăților neliniare ale etajului prefinal pentru compensarea parțială a neliniarității etajului final. În acest caz se poate obține o *amplificare mai mare în putere* deoarece se admite o reacție negativă de profunzime mai mică.

Neajunsul *amplificatorului cu emitor comun* constă în marea sa *instabilitate la temperatură*. Pentru a folosi mai deplin amplificarea etajului în tensiune se mărește *stabilitatea la temperatură* prin conectarea unei rezistențe de valoare mică în circuitul de emitor al tranzistorului. Această rezistență se folosește de asemenea pentru realizarea circuitului cu reacție negativă. Din punct de vedere al stabilității la temperatură se preferă *cuplajul direct* (galvanic) între etajele prefinal și final. Cuplajul direct al etajelor permite introducerea unei *reacții negative în curent continuu*, care îmbunătățește stabilitatea la temperatură a etajelor. Totuși în acest caz este greu să se asigure regimul de blocare a tranzistorului final pe timpul cursei inverse.

Utilizarea schemei *amplificatorului intermediar cu colector comun* este mult mai rațională datorită rezistenței de intrare mari, a rezistenței de ieșire mici, a amplificării în curent și a stabilității în funcție de temperatură, a acestui tip de etaj, care permite un cuplaj cu etajul final al baleiajului. Se știe că *repetorul pe emitor* este un amplificator de curent cu rezistență de intrare mare și rezistență de ieșire mică. De aici rezultă clar, că repetorul pe emitor este rațional să se utilizeze ca *amplificator intermediar al GBC* în schemele în care se folosește un oscilator pilot de putere mică cu rezistență de ieșire mare. *Repetorul pe emitor* în acest caz permite *adaptarea optimă a* etajelor și prin urmare obținerea unei *amplificări mari în putere* și crearea unor condiții favorabile de lucru a etajului final care utilizează o sursă de tensiune de comandă cu rezistență internă mică, ceea ce contribuie la micșorarea distorsiunilor neliniare. Dacă în GBC se folosește un *amplificator intermediar cu două etaje*, atunci din considerentul *adaptării optime*, al doilea etaj se recomandă să fie realizat de asemenea după *schema cu colectorul comun*.

Ieșirea repetorului pe emitor se poate conecta la baza etajului final direct sau printr-un condensator de separare. Trebuie acordată prioritate cuplajului direct, care asigură pe baza tranzistorului final o rezistență redusă în curent continuu din partea repetorului pe emitor. Acesta constituie un mijloc foarte eficace de îmbunătățire a stabilității la temperatură a regimului etajului final.

6.1.6. **Etajul final**

Etajul final din schema baleiajului de cadre pe tranzistoare este un *amplificator de putere*; de regulă el se realizează pe un tranzistor de putere, conectat după schema cu emitor comun. Disproporția dintre rezistențele de ieșire ale bobinelor de deflexie, care există la utilizarea tuburilor electronice a condus la necesitatea

utilizării *transformatorului de cuplaj*. Această soluție rămîne valabilă și în schemele cu tranzistoare (fig. 6.5, *a*). Ea asigură alegerea arbitrară a rezistențelor totale, alegerea tensiunii de alimentare a schemei și ușurează utilizarea circuitului cu reacție negativă în curent. Totuși transformatorul constituie un element greu, voluminos și scump. De aceea, în televizoarele portabile transformatorul de ieșire se folosește

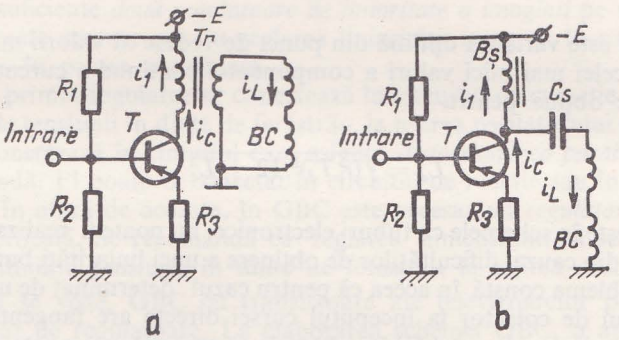


Fig. 6.5. Schemele simplificate ale etajelor finale din GBC cu modul de conectare a bobinelor de deflexie:
a — schemă cu transformator; *b* — schemă cu bobină de șoc.

rar și anume în acele cazuri cînd parametrii bobinelor de cadre nu satisfac condiția de adaptare cu etajul final. De regulă, se folosește o *capacitate de cuplaj* a etajului final cu sistemul de deflexie și *alimentarea în paralel* cu ajutorul unei bobine de șoc în circuitul de colector al tranzistorului (fig. 6.5, *b*). Cea mai ridicată economicitate a schemei se obține pentru *sarcina optimă*, care pentru amplificatorul pe tranzistor cu emitor comun reprezintă 30—60 Ω. De aceea, mărimea rezistenței active a bobinelor de deflexie cadre a GBC cu tranzistoare trebuie să se afle între limitele indicate. La un număr dat de amperspire, necesare pentru deflexia fasciculului cu un unghi dat pe verticală, rezistența optimă a bobinelor de deflexie se asigură prin alegerea secțiunii conductorului. Cel mai rațional este să se utilizeze *bobinarea toroidală* a bobinelor de cadre pe inele din ferită cu spirele distribuite după o *lege cosinusoidală*. Jumătățile bobinei se leagă deseori în serie.

Pentru a înlătura *distorsiunile de frecvență* ale semnalului, în etajul final cu bobină de șoc și cuplaj prin condensator, inductanța bobinei de șoc trebuie să fie cît mai mare posibil. În caz contrar, pentru o formă liniară a curentului de colector, curentul de deflexie va prezenta o neliniaritate evidentă. În practică, la televizoarele portabile nu este posibil să se obțină o inductanță mare a înfășurării bobinei de șoc pentru dimensiunile ei reduse. De aceea se adoptă următoarea soluție: se utilizează bobine de șoc cu inductanță relativ mică, iar deformarea curentului de deflexie se compensează prin corecții corespunzătoare ale formei curentului de colector al etajului final.

La o inductanță mică a bobinei de șoc și la un curent de colector liniar curentul de deflexie pentru cursa directă are forma unui arc cu convexitatea spre în jos (distorsiune datorată componentei parabolice a curentului). Din considerentele prezentate

rezultă că pentru obținerea formei liniare a curentului de deflexie *curentul de colector trebuie să aibă o formă parabolică.*

Pentru schemele cu tranzistoare de obicei se folosesc bobine de șoc cu inductanța:

$$L_d = r_c T_d - 2L_c .$$

Dar aceasta nu este varianta optimă din punct de vedere al valorii minime a inductanței L_d și a celei mai mici valori a componentei continue a curentului. Varianta optimă care se obține pentru

$$L_d = \sqrt{(r_c T_d)^2/12 + L_c^2}$$

și care se folosește în schemele cu tuburi electronice, nu poate fi realizată în schemele cu tranzistoare din cauza dificultăților de obținere a unei liniarități bune a curentului de deflexie. Problema constă în aceea că pentru cazul determinat de ultima expresie, curba curentului de colector la începutul cursei directe are tangentă cu înclinare negativă. Neliniaritatea de acest fel în schemele cu tranzistoare poate fi compensată numai pe seama complicării lor.

O soluție de compromis se obține prin forma curentului de colector cînd tangenta la începutul cursei directe are o înclinare pozitivă mică, ceea ce reprezintă cazul determinat de prima expresie. În felul acesta sacrificîndu-se economicitatea schemei și posibilitatea de micșorare a gabaritelor bobinei de șoc, se creează condiții mult mai avantajoase pentru reglarea formei curentului de colector al tranzistorului final. După cum se vede din cele de mai sus, *etajul final* lucrează într-adevăr în *regim de amplificare neliniar.* Problema constă în *predistorsionarea semnalului de comandă,* care *compensează neliniaritatea caracteristicii de amplitudine.*

Forma curentului de bază al etajului final trebuie să corespundă formei impuse a curentului de colector și de asemenea să țină seamă de neliniaritatea caracteristicii de amplitudine de transfer a tranzistorului. Corecția necesară a curentului de intrare se obține cu circuite dependente de frecvență și cu ajutorul unor elemente neliniare. Cea mai răspîndită metodă de corecție cu ajutorul elementelor neliniare constă în utilizarea proprietăților neliniare ale etajelor amplificatorului intermediar. Prin alegerea corespunzătoare a regimului de lucru al acestor etaje, se pot obține *distorsiuni neliniare* al căror *caracter este diferit față de cel al distorsiunilor etajului final.*

Caracteristica de frecvență necesară pentru corecție poate fi obținută prin introducerea unor *circuite de reacție dependente de frecvență.* În acest scop se recomandă să se folosească reacția pozitivă printr-un *circuit de integrare* care asigură ridicarea caracteristicii de frecvență în domeniul frecvențelor joase.

Cea mai răspîndită metodă de obținere a reacției negative în curent, care îmbunătățește liniaritatea caracteristicii de amplitudine a etajului final, o constituie conectarea bobinelor de deflexie printr-o rezistență de valoare mică, care se găsește în circuitul de emitor al amplificatorului intermediar. De regulă în acest caz etajul amplificatorului intermediar se realizează după schema cu emitor comun.

Neajunsul esențial al metodelor studiate de corecție a semnalului de comandă constă în *dependența caracterului corecției de regimurile de lucru ale etajelor GBC* și de diferiți factori destabilizatori. De aici rezultă că în circuitele de corecție este necesar să se prevadă *elemente de acord fin* care să permită acordul schemei după cea mai bună liniaritate a imaginii pe verticală la variațiile posibile ale regimurilor corecției. Experiența arată că în GBC ale televizoarelor portabile în majoritatea cazurilor sînt suficiente *două regulatoare de liniaritate a imaginii* pe verticală. Unul dintre acestea este necesar pentru reglarea liniarității imaginii în partea inferioară iar al doilea — în partea superioară.

De regulă, primul regulator se conectează în circuitul de corecție a *distorsiunilor exponențiale* ale tensiunii în dinte de ferăstrău, la ieșirea oscilatorului pilot. Al doilea regulator se conectează în circuitul care asigură *distorsionarea parabolică* a semnalului de comandă. El poate fi conectat în circuitul de reacție sau în circuitul bazei etajului final. În afară de aceasta, în GBC este necesar un *regulator al dimensiunii* imaginii pe verticală. Se recomandă ca reglarea dimensiunii să se efectueze prin varierea amplitudinii tensiunii în dinte de ferăstrău la ieșirea oscilatorului pilot.

După cum se vede, GBC cu tranzistoare ale televizoarelor portative conțin un mare număr de regulatoare. La elaborarea schemei GBC, o atenție deosebită trebuie acordată *atenuării influenței reciproce a regulatoarelor* indicate. În caz contrar, GBC va fi foarte critic la acord, ceea ce va îngreuia considerabil exploatarea sa. Din acest punct de vedere, rezultate bune dau schemele cu patru etaje ale GBC, cu amplificator cu două etaje.

O importanță deosebită pentru funcționarea normală a etajului final o are *alegerea corectă a regimului circuitului de colector*. Tranzistorul etajului final se conectează, de regulă, după schema cu emitor comun. Schema cu colector comun nu se folosește, deoarece din cauza rezistenței de ieșire reduse a acestui etaj este greu să se obțină o durată acceptabilă a cursei inverse a baleiajului. Utilizarea schemei cu bază comună, din cauza lipsei amplificării în curent și a rezistenței de ieșire mici necesită folosirea unui transformator de adaptare între etajele prefinal și final, ceea ce conduce la inconveniente mari.

Tranzistorul etajului final, realizat după schema cu emitor comun, lucrează într-un regim apropiat de *regimul clasă A*. Punctul de funcționare al etajului final trebuie să fie ales astfel încît la utilizarea maximă a porțiunii liniare a caracteristicii dinamice de ieșire semnalul în dinte de ferăstrău să nu fie limitat datorită saturării și tăierii curentului de colector. Prin urmare, *pentru a evita întoarcerea imaginii* în partea de jos a cadrului, *tensiunea reziduală pe tranzistor la curentul de colector maxim trebuie să fie totdeauna mai mică decît tensiunea de saturație.*

O oarecare diferență a regimului de lucru al etajului final al GBC față de regimul clasă A constă în aceea că la existența pe bază a tensiunii dinte de ferăstrău-impuls, tranzistorul se blochează pe durata cursei inverse. Din cauza variației bruște a curentului în inductanța bobinelor de deflexie pe timpul blocării tranzistorului, pe bobina de șoc apare un impuls de tensiune.

După cum s-a remarcat mai sus, constanta de timp a baleiajului de cadre L_c/r_c are o valoare mică în comparație cu durata cursei directe T_d. Totodată tensiunea

pe bobinele de deflexie este proporțională cu curentul. Totuși pe timpul cursei inverse T_i, cînd $T_i \approx 1/20\ T_d$, se resimte inductanța bobinelor de deflexie, iar tensiunea pe ele capătă următoarea valoare:

$$u_c = L\frac{\mathrm{d}_i}{\mathrm{d}t} \approx L\frac{I_M}{T_i},$$

unde I_M este valoarea maximă a curentului de deflexie. La o tensiune a sursei de alimentare de 12 V și la mărimea indicată a duratei cursei inverse această tensiune poate atinge 60—80 V.

Amplitudinea necesară a curentului în dinte de ferăstrău, care trece prin bobine este determinată de *tipul cinescopului* utilizat și de *sistemul de deflexie*. Cu cît este mai mare unghiul de deflexie și diametrul gîtului cinescopului, cu atît mai mare este curentul necesar pentru deflexia fasciculului electronic. Pentru televizoarele portabile tranzistorizate mărimea curentului de deflexie se află între limitele 100—600 mA. Totodată curentul mediu prin tranzistorul final este de 50—300 mA. Aceasta înseamnă că la tensiunea sursei de 12 V, puterea disipată de tranzistorul final în regim static (în lipsa semnalului de intrare), poate atinge 0,6—4 W. De aici rezultă că în *etajul final* al baleiajului de cadre trebuie să se folosească un *tranzistor de putere*.

Un al doilea parametru care determină tipul tranzistorului etajului final îl constituie *amplitudinea impulsului cursei inverse*, care în funcție de *durata cursei inverse*, de *mărimea inductanței bobinelor de deflexie* și de *tensiunea de alimentare* se află între limitele 30—100 V (în lipsa circuitului limitator). Astfel, tipul tranzistorului etajului final este determinat de *puterea de întrerupere*, egală cu produsul dintre valorile în impuls ale tensiunii și curentului tranzistorului. Pentru cinescoapele cu dimensiunile ecranului 23—25 cm sînt utilizate tranzistoare cu o putere de întrerupere 50—100 VA.

Întrucît puterea disipată pe tranzistorul etajului final este destul de mare, acesta se fixează de obicei pe un radiator special sau pe șasiul metalic. Totodată, între carcasa tranzistorului și radiatorul legat la masă (șasiu) se plasează o garnitură subțire izolatoare. Aceasta este necesară deoarece carcasa tranzistorului de putere este legată de obicei cu colectorul (pentru o răcire mai bună), iar schema în majoritatea cazurilor, necesită legarea la masă a emitorului.

Mărimea impulsului cursei inverse și amplitudinea curentului de deflexie determină *puterea de întrerupere*, după care se alege tranzistorul etajului final. În scopul ușurării regimului de lucru al etajului final și al utilizării de tranzistoare de putere mică cît mai ieftine se recomandă *limitarea tensiunii în impuls* cu ajutorul varistoarelor sau a circuitelor speciale.

Limitatorul format prin conectarea în serie a unei diode și a unui circuit *RC* (asemănător celui utilizat în GBC), permite realizarea unei limitări destul de regulate a impulsului de tensiune. În afară de aceasta, schema în discuție permite, în principiu, să se folosească energia reactivă acumulată în etajul final al baleiajului de cadre. Totuși, o asemenea schemă este relativ aglomerată și scumpă. De aceea,

în ultimul timp cea mai largă răspîndire au capătat-o schemele de *limitare cu utilizarea varistoarelor* care sînt mai simple și mai ieftine.

În *circuitul limitator* cu diodă, pentru $RC \gg T_d$, se poate considera cu aproximație că tensiunea pe capacitatea C este constantă și egală cu tensiunea de limitare. *Nivelul de limitare* este determinat de tipul tranzistorului folosit și de metoda de obținere a impulsurilor de stingere a cursei inverse. Circuitul cu diodă poate fi conectat în paralel pe tranzistor sau pe bobinele de deflexie. Totuși, schema cu circuitul conectat în paralel pe tranzistor este de economicitate mai mică. Neajunsul limitatoarelor cu diodă îl constituie dependența nivelului de limitare de regimul de lucru al etajului, ceea ce face schema critică la înlocuirea tranzistoarelor.

Varistorul, conectat în paralel pe tranzistor, limitează impulsul de tensiune mai mult decît în cazul conectării sale în paralel pe inductanță. Totuși schema care folosește ultima metodă de conectare a varistorului este mai economică.

Trebuie avut în vedere că *la limitarea supracrești erii tensiunii se mărește durata tcursei inverse a baleiajului.* De exemplu, la micșorarea peste măsură a valorii rezistenței din limitatorul cu diodă durata cursei inverse poate depăși durata impulsului de stingere cadre al semnalului video ceea ce duce la *întoarcerea imaginii.*

În cazul *cuplajului prin transformator* al bobinelor cu etajul final, amplitudinea impulsurilor de tensiune poate fi micșorată prin alegerea corespunzătoare a *coeficientului de transformare.* Pentru micșorarea amplitudinii impulsurilor de tensiune la durate mici ale lor este de dorit să se mărească coeficientul de transformare al transformatorului de adaptare. Totuși în acest caz, se mărește curentul de colector și se micșorează coeficientul de amplificare în curent și rezistența de intrare a tranzistorului, ceea ce provoacă înrăutățirea liniarității caracteristicii de transfer amplitudine-frecvență.

Un indice calitativ important al GBC îl constituie *stabilitatea parametrilor de ieșire* la acțiunea unor factori destabilizatori cum sînt variația temperaturii, oscilarea tensiunii de alimentare, modificarea parametrilor tranzistoarelor ca urmare a îmbătrînirii lor.

Semnalul de ieșire al etajului final depinde în mică măsură de curentul de colector deoarece la o rezistență mică a bobinei de șoc, tensiunea pe colectorul tranzistorului variază în limite mici la modificările curentului de colector. Variația curentului de colector are însă o puternică influență asupra *amplificării* etajului. În practică, atenuarea acestei influențe se obține prin conectarea în circuitul de emitor al tranzistorului a unei rezistențe de valoare mică. Această rezistență asigură de asemenea *stabilitatea etajului la temperatură.*

În mod eficace acționează regimul de stabilizare termică (termocompensația) în circuitul de bază al tranzistorului; termistorul intră în compunerea divizorului bazei. Pentru obținerea caracteristicii necesare compensației, în serie sau în paralel pe termistor se conectează rezistențe. Se recomandă ca termistorul să fie fixat pe carcasa tranzistorului final sau pe radiatorul său astfel încît să asigure contactul termic cu carcasa aparatului.

Cea mai bună stabilitate a regimului etajului final poate fi obținută atunci cînd se folosesc toate metodele cunoscute de stabilizare: *stabilizarea de emitor* în etajul

final, *termocompensarea regimului* etajului final şi *reacţia în curent continuu* care cuprinde partea de amplificare a schemei GBC.

Un neajuns esenţial al regimului studiat de funcţionare a etajului final (regimul clasă A) constă în puterea consumată destul de mare de la sursa de alimentare. Pentru televizoarele portabile cu tranzistoare, această particularitate a etajului

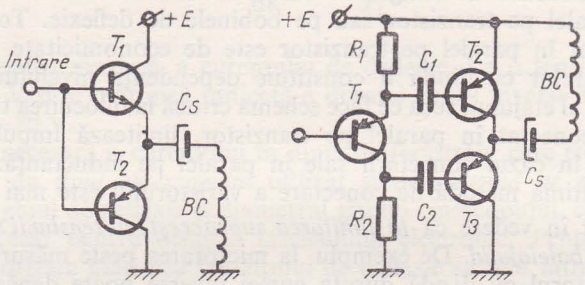


Fig. 6.6. Etaje de ieşire în contratimp ale GBC:
a — cu intrare asimetrică; *b* — cu intrare simetrică.

final al GBC, construit după principiul descris mai sus este nedorită. Din acest punct de vedere pentru televizoarele portabile se preconizează GBC cu *etaje finale în contratimp* care lucrează în regim B sau AB.

În calitate de *etaj final* al GBC pot fi folosite două tipuri de *etaje în contratimp* (fig. 6.6): cu *intrare nesimetrică* pe două tranzistoare cu conductibilitate diferită şi cu *intrare simetrică* pe două tranzistoare cu aceeaşi conductibilitate. Cea mai simplă schemă este aceea cu intrare nesimetrică (fig. 6.6, *a*), deoarece nu necesită un etaj prefinal cu ieşire parafazică. Construcţia schemelor cu etaj în contratimp ale GBC aminteşte de schemele corespunzătoare de AJF.

Puterea consumată de etajele în contratimp poate fi redusă de aproximativ 3—4 ori în comparaţie cu etajele care lucrează în regim clasă A. Totuşi la proiectarea etajelor în contratimp apar noi dificultăţi, legate de cerinţa referitoare la simetria celor două ramificaţii ale etajului, de formarea semnalului de comandă, de obţinerea impulsurilor de stingere ale cursei inverse.

6.2. Scheme practice ale generatorului de baleiaj cadre

6.2.1. Scheme cu trei şi patru etaje

În fig. 6.7. este prezentată schema GBC cu trei etaje, destinată pentru cinescopul 25 LK1B. Ea conţine *oscilatorul pilot* pe tranzistorul T_{21}, *amplificatorul intermediar* T_{22} şi *etajul final* pe tranzistorul T_{23}. În schema GBC—1 sînt folosite detalii nedeficitare de calitate relativ redusă, ceea ce permite ca pe seama unei oarecari înrăutăţiri a parametrilor de ieşire să se uşureze confecţionarea unui generator ieftin. Neajunsul principal al schemei studiate îl constituie economicitatea sa redusă.

În calitatea de *oscilator pilot* este folosit *oscilatorul autoblocat* realizat după cea mai răspîndită schemă cu emitorul comun și cu reacție colector-bază. Pentru obținerea polarității pozitive necesare a tensiunii în dinte de ferăstrău (tensiunea crescătoare din punctul de control PC 1) în *generatorul autoblocat* este folosit tranzistorul P9A (П9А) cu conductibilitate tip *npn*.

Circuitul de comandă al generatorului autoblocat este format din condensatorul C_{100} și divizorul $R_{115}R_{116}$. Rezistența R_{115} atenuează influența rezistenței de intrare a generatorului asupra frecvenței de oscilație. În afară de aceasta divizorul pe rezistențele R_{115}, R_{116}, dă *tensiunea fixă de polarizare* a tranzistorului T_{21}. *Reglarea frecvenței* se realizează cu ajutorul potențiometrului R_{112}. Tensiunea reglată se aplică pe baza tranzistorului prin rezistența R_{114} și înfășurarea secundară w_{34} a transformatorului Tr_7. *Impulsurile de sincronizare cadre* cu o amplitudine de aproximativ 1 V se aplică de la *separator* la circuitul de bază al tranzistorului T_{21} prin condensatorul de separare C_{107} și rezistența de decuplare R_{117}.

La ieșirea generatorului autoblocat este conectat *circuitul de integrare* cu două celule format din elementele R_{118}, C_{108}, R_{121}, R_{120}, R_{119}, C_{109}. La ieșirea primei celule R_{118}, C_{108}, se obține o *tensiune dinte de ferăstrău-impuls*, care crește pe timpul cursei directe a baleiajului. *Constanta de timp* a acestui circuit este comparabilă cu *durata cursei directe* T_d, de aceea tensiunea în dinte de ferăstrău are o distor-

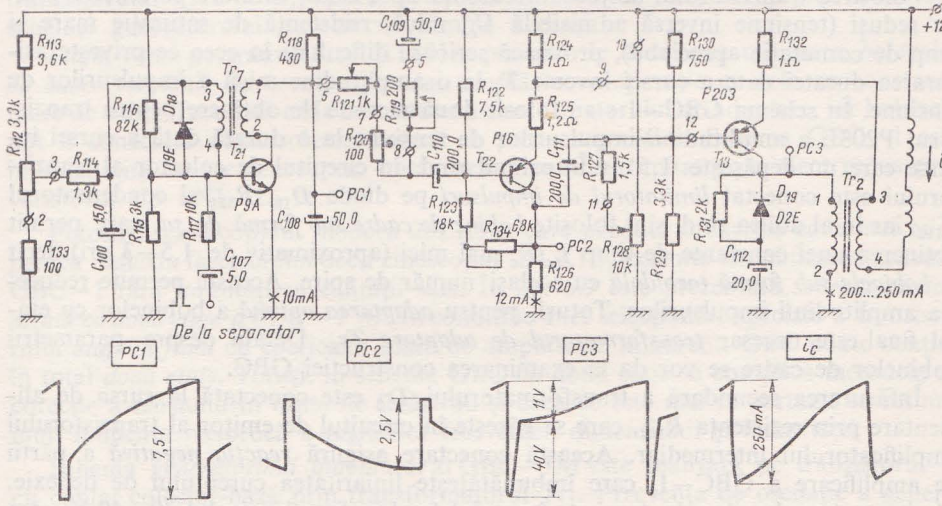


Fig. 6.7. Schema practică a GBC—1.

siune exponențială mare. Pentru compensarea acestor distorsiuni este conectată a doua celulă a circuitului de integrare R_{119}, C_{109}. Această celulă creează o deformare a tensiunii în dinte de ferăstrău cu convexitatea în jos compensînd astfel deformarea exponențială. Rezistența R_{119} este variabilă, ceea ce permite *reglarea liniarității* imaginii *în partea superioară* a cadrului. A doua celulă este conectată

prin rezistențele legate în serie R_{120}, R_{121}. Potențiometrul R_{121} servește pentru *reglarea dimensiunii* imaginii pe verticală.

În felul acesta pe baza tranzistorului T_{22} al *amplificatorului intermediar* există o tensiune dinte de ferăstrău-impuls aproape liniară. Tranzistorul *amplificatorului intermediar* de tip П16 este conectat după schema cu emitor comun. Punctul de funcționare al etajului este determinat de divizorul format din rezistențele R_{122}, R_{123}, R_{134}. Cu ajutorul potențiometrului R_{134} s-a prevăzut posibilitatea reglării regimului etajului la schimbarea parametrilor tranzistorului și la înlocuirea lui. Reacția negativă pe rezistența R_{125} permite îmbunătățirea liniarității caracteristicii de amplitudine a etajului și mărirea rezistenței de intrare. Neliniaritatea caracteristicii de transfer amplitudine-frecvență se folosește pentru *predistorsionarea parabolică* a tensiunii de comandă a etajului final.

Etajul final este realizat după schema cu emitor comun pe tranzistor tip П203Э. Polarizarea fixă pe baza tranzistorului este dată de divizorul rezistiv R_{129}, R_{130}. În afară de aceasta, este prevăzută posibilitatea *reglării regimului etajului* cu ajutorul potențiometrului R_{128}. Acest potențiometru permite *reglarea liniarității* imaginii *în partea de jos* a rasterului. Rezistența R_{132} din circuitul de emitor al tranzistorului T_{23} îndeplinește aceeași funcție ca și rezistența R_{125} a amplificatorului intermediar.

Folosirea tranzistorului de joasă frecvență tip P203E, care are parametrii relativ reduși (tensiune inversă admisibilă U_{ce} mică, rezistență de saturație mare și timp de comutație apreciabil), provoacă serioase dificultăți în ceea ce privește asigurarea duratei date a cursei inverse T_i la o amplitudine mică a impulsurilor de tensiune. În schema GBC—1 s-au folosit două metode de obținere pentru tranzistorul P203E a amplitudinii impulsurilor de tensiune la o durată dată a cursei inverse care nu depășește 1,5 ms. În primul rînd, în circuitul de colector al tranzistorului este conectat *limitatorul de impulsuri* pe dioda D_{19}, R_{131} și condensatorul C_{112}, iar în al doilea rînd, sînt folosite *bobine de cadre sub formă de șa*, care permit obținerea unei constante de timp L_c/R_c mai mici (aproximativ de 1,5—3 ori) decît la *bobinele sub formă toroidală* cu același număr de spire. Aceasta permite reducerea amplitudinii impulsurilor. Totuși, pentru *adaptarea optimă* a bobinelor cu etajul final este necesar *transformatorul de adaptare* Tr_2. Detalii despre parametrii bobinelor de cadre se vor da la examinarea construcției GBC.

Înfășurarea secundară a transformatorului Tr_8 este conectată la sursa de alimentare prin rezistența R_{124}, care se găsește în circuitul de emitor al tranzistorului amplificatorului intermediar. Această conectare asigură *reacția negativă* a părții de amplificare a GBC—1, care îmbunătățește liniaritatea curentului de deflexie. Limitarea impulsurilor de tensiune în etajul final se face la nivelul 30—40 V, ceea ce este cu totul suficient pentru tranzistorul tip P203E.

Circuitul limitator pe dioda D_{19} acționează în felul următor. Pe timpul cursei directe a baleiajului condensatorul C_{112} se încarcă pînă la o tensiune mai mare decît $E = 12$ V. Această tensiune are o astfel de polaritate încît blochează dioda D_{19} și condensatorul se descarcă încet prin rezistența R_{131}. Constanta de timp a circuitului de descărcare este aleasă suficient de mare, astfel încît tensiunea pe condensator la sfîrșitul cursei directe să rămînă mai mare de 12 V. Pe timpul cursei

inverse impulsurile de tensiune de pe colectorul tranzistorului deschid dioda D_{19} în momentul cînd tensiunea în impuls depăşeşte tensiunea pe condensator. În acest moment, condensatorul C_{112} şuntează înfăşurarea primară a transformatorului şi creşterea tensiunii în impuls încetează. Cînd dioda este închisă, condensatorul se încarcă repede, tensiunea pe el creşte din nou şi dioda se blochează.

Neajunsul esenţial al schemei GBC—1 studiate constă în *instabilitatea la temperatură* a parametrilor. Mărimea considerabilă a curenţilor termici ai tranzistoarelor cu germaniu din etajele final şi prefinal provoacă deriva punctelor lor de funcţionare la variaţia temperaturii cu toată reacţia negativă de stabilizare. De asemenea, nu este suficient de stabilă frecvenţa de oscilaţie a oscilatorului autoblocat. Pentru ridicarea stabilităţii la temperatură a schemei se recomandă ca în paralel pe rezistenţa R_{133} să se conecteze un termistor tip ST3—17 de valoare 330 Ω, iar în locul rezistenţei R_{130} să se conecteze un termistor de acelaşi tip şi de valoare convenabilă.

Parametrii schemei GBC—1 pot fi mult îmbunătăţiţi dacă în etajul final se foloseşte un *tranzistor cu siliciu* de calitate ridicată tip KT801A (fig. 6.8). Pentru a obţine totodată semnalul de ieşire necesar care asigură deflexia fasciculului în cinescopul 23LK9B, o dată cu înlocuirea tranzistorului în etajul final este necesar să se înlocuiască şi tranzistorul din generatorul autoblocat. În cazul dat, în locul tranzistorului P9A de tip *npn* se foloseşte tranzistorul P16, de tip *pnp*. Structura schemei generatorului autoblocat rămîne aceeaşi.

Etajul final pe tranzistorul KT801A permite de asemenea utilizarea *bobinelor de cadre toroidale* de construcţie mai simplă în comparaţie cu cele cu constantă mare de timp. Totodată cade necesitatea transformatorului de adaptare, iar bobinele pot fi conectate după *schema bobină de şoc — capacitate*. Schema GBC—1 este îmbunătăţită de asemenea prin înlocuirea circuitului limitator de efect redus prin varistorul tip SN1—2—18.

Folosirea cinescopului modern 23LK9B, care necesită o energie ceva mai mică pentru deflexia fasciculului decît cinescopul 25LK1B, permite simplificarea schemei GBC—1 fără înrăutăţirea calităţii sale. În fig. 6.9 este prezentată *schema modernizată cu două etaje a GBC—1 M*. În condiţiile unei selecţionări speciale a tranzistorului *etajului final* cu coeficient mare de amplificare în curent, GBC poate conţine în total *două etaje*. Totuşi, în schema GBC cu două etaje se complică metodele de corecţie a tensiunii în dinte de ferăstrău şi ceea ce este mai important, se resimte mult influenţa reciprocă a reglărilor frecvenţei, dimensiunii şi liniarităţii.

Schema *generatorului autoblocat* al GBC—1M este realizată pe tranzistorul T_1 cu cuplaj colector-bază prin transformatorul Tr_1. Frecvenţa de oscilaţie a generatorului autoblocat este determinată de circuitul *RC* format din rezistenţele R_1, R_2, R_3 şi condensatorul C_1. Potenţiometrul R_2 permite *reglarea brută a frecvenţei*, iar potenţiometrul R_3 — *reglarea fină*. Impulsurile de sincronizare cu amplitudinea de aproximativ 1,5 V se aplică de la *separator* la circuitul de bază al tranzistorului T_1 prin condensatorul de separare C_2. Circuitul de formare a dintelui de ferăstrău R_4, C_3 este conectat în emitorul tranzistorului. In timpul cursei directe se formează pe el *tensiunea crescătoare în dinte de ferăstrău* cu deformări exponenţiale vizibile, deoarece constanta de timp a acestui circuit este comparabilă cu durata cursei

directe. Această deformare este compensată parțial prin circuitul de reacție conectat în colectorul tranzistorului T_1. Acesta constă din rezistența R_5 și alte două rezistențe legate în serie R_{10} și R_{12}. Prin aceste rezistențe se aplică tensiunea de corecție de la înfășurarea suplimentară w_{34} a transformatorului de ieșire Tr_2. Potențiometrul R_{12} servește pentru *reglarea liniarității* imaginii în partea de jos a rastrului.

Semnalul de comandă este liniarizat și datorită reacției negative prin rezistența R_6. Condensatoarele C_4, C_5, C_6 sînt condensatoare de separare. *Etajul final* este realizat pe tranzistorul T_2 tip P214B, conectat după schema cu emitor comun. *Bobinele de deflexie* tip toroidal sînt conectate la *etajul final* după schema bobină de șoc — capacitate. Rolul bobinei de șoc îl îndeplinește înfășurarea primară w_{12} a transformatorului Tr_2. Regimul circuitului de bază al etajului final este determinat de divizorul în care intră rezistențele R_7 și R_9, potențiometrul R_{11} și termistorul R_8. Potențiometrul R_{11} reglează liniaritatea imaginii în partea de sus a rastrului.

În *etajul final* este folosită reacția negativă prin rezistențele R_{13}, R_{14}. Ca rezistență R_{14} este folosit un potențiometru care permite reglarea regimului etajului final și totodată a dimensiunii imaginii pe verticală. Impulsurile de tensiune din circuitul de colector al tranzistorului Tr_2 sînt limitate de varistorul R_{17} tip SN1—2—22 la nivelul de aproximativ 40—50 V.

La bobina de șoc a *etajului final* este conectat *circuitul de formare* a impulsurilor de stingere a cursei inverse a baleiajului de cadre, care se aplică la modulatorul cinescopului. *Circuitul de formare* constă din *grupul de integrare* $R_{19}C_{10}$, care atenuează componenta în dinte de ferăstrău a tensiunii de ieșire, și *limitatorul pe*

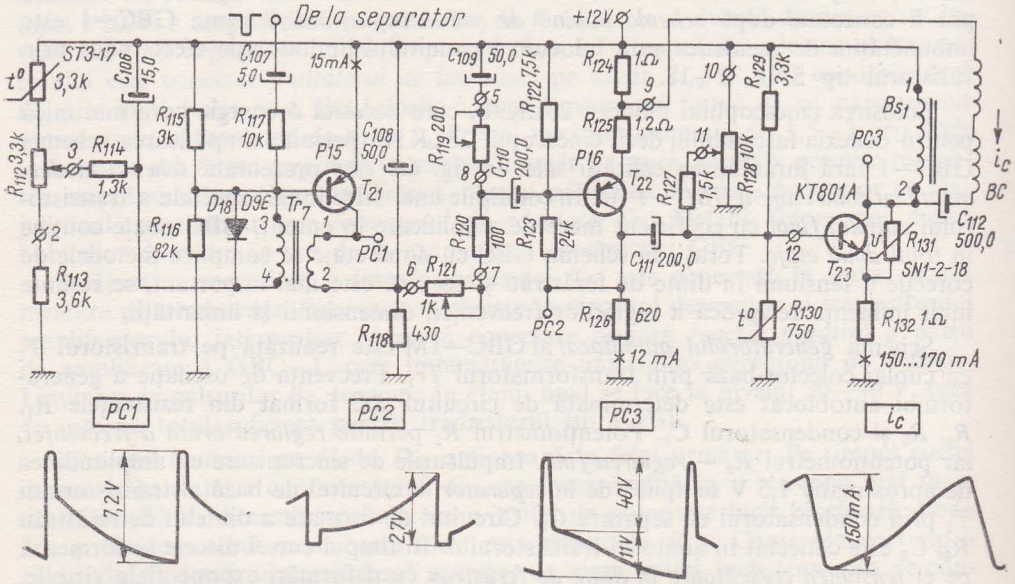


Fig. 6.8. Schema îmbunătățită a GBC—1.

dioda D_2. Dioda D_2 taie tensiunea în dinte de ferăstrău, aducînd-o la acelaşi nivel pe timpul cursei directe. În caz contrar, cînd tensiunea în dinte de ferăstrău ajunge pe modulator, pe ecran s-ar observa o distribuţie neuniformă a strălucirii pe verticală.

Condiţia normală de funcţionare a schemei GBC cu două etaje constă în obţinerea unui *curent de încărcare* a circuitului de integrare a generatorului auto-

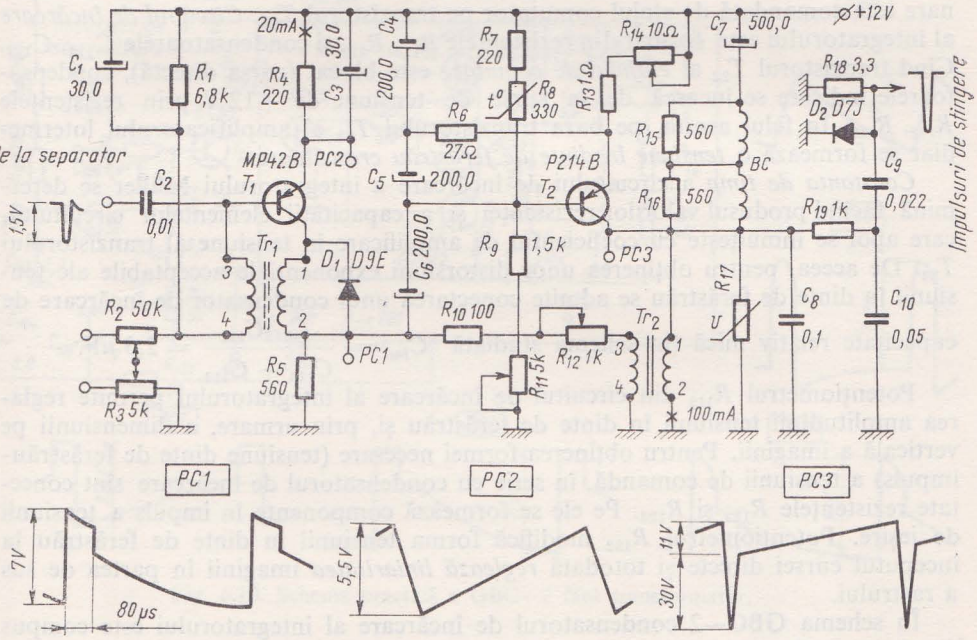


Fig. 6.9. Schema modernizată a GBC—1M.

blocat mai mare decît *curentul de comandă* al bazei etajului final. Pentru îndeplinirea acestei condiţii tranzistorul etajului final trebuie să aibă un coeficient de amplificare în curent cît mai mare posibil.

6.2.2. Schema fără transformator

Existenţa transformatoarelor în schemele examinate de GBC ale televizoarelor portabile este cu totul nedorită din punct de vedere al dimensiunilor, al greutăţii şi al preţului. Aşa cum s-a remarcat se poate renunţa la transformatoare dacă în calitate de *etaj final* al GBC se foloseşte un *amplificator în contratimp* iar în partea de generare un *oscilator RC*. În fig. 6.10 este prezentată schema fără transformator a GBC—2 pe patru tranzistoare. Avantajul său incontestabil în comparaţie cu schemele cu transformatoare este *economicitatea* ridicată. Folosirea schemei GBC—2

împreună cu blocul economic GBL—2 (v. fig. 5.10) în televizorul portabil cu cinescopul 23LK9B permite, la o proiectare corectă și a celorlalte blocuri, să se reducă puterea consumată de televizor de la sursa de alimentare pînă la 4,0—4,5 W, adică de aproximativ 2—3 ori în comparație cu televizoarele de aceeași clasă.

Etajul final al GBC—2 este realizat după schema în contratimp (conform fig. 6.6, *a*) pe tranzistoare de conductibilitate egală: T_{24} de tip *npn* și T_{25} de tip *pnp*. *Etajul prefinal* pe tranzistorul T_{23} reprezintă un *integrator Müller* a cărui funcționare este comandată de etajul comutator pe tranzistorul T_{22}. *Circuitul de încărcare* al integratorului este format din rezistențele R_{118}, R_{119} și condensatoarele C_{113}, C_{114}. Cînd tranzistorul T_{22} al *etajului de comutare* este blocat (cursa directă), condensatoarele indicate se încarcă de la sursa de tensiune de +12 V prin rezistențele R_{118}, R_{119}. În felul acesta, pe baza tranzistorului T_{23} al amplificatorului intermediar se formează o *tensiune în dinte de ferăstrău crescătoare*.

Constanta de timp a circuitului de încărcare a integratorului Müller se determină făcînd produsul valorilor rezistenței și a capacității elementelor circuitului, care apoi se înmulțește cu coeficientul de amplificare în tensiune al tranzistorului T_{23}. De aceea, pentru obținerea unor distorsiuni exponențiale acceptabile ale tensiunii în dinte de ferăstrău se admite conectarea unui condensator de încărcare de capacitate relativ mică (în schema studiată $C_{inc} = \frac{C_{113}C_{114}}{C_{113} + C_{114}} = 2{,}5\ \mu F$.

Potențiometrul R_{119} din circuitul de încărcare al integratorului permite reglarea amplitudinii tensiunii în dinte de ferăstrău și, prin urmare, a dimensiunii pe verticală a imaginii. Pentru obținerea formei necesare (tensiune dinte de ferăstrău-impuls) a tensiunii de comandă, în serie cu condensatorul de încărcare sînt conectate rezistențele R_{122} și R_{123}. Pe ele se formează componenta în impuls a tensiunii de ieșire. Potențiometrul R_{122} modifică forma tensiunii în dinte de ferăstrău la începutul cursei directe și totodată *reglează liniaritatea* imaginii în partea de sus a rastrului.

În schema GBC—2 condensatorul de încărcare al integratorului este compus din două condensatoare legate în serie C_{113} și C_{114}, ceea ce permite conectarea între punctul lor median și polul pozitiv al sursei de alimentare a rezistențelor R_{120} și R_{121}. Această construcție a schemei asigură *corecția tensiunii în dinte de ferăstrău* la sfîrșitul cursei directe; potențiometrul R_{121} reglează *liniaritatea imaginii* în partea de jos a rastrului. *Circuitul de corecție* cu rezistențele R_{120}, R_{121} acționează în mod asemănător *circuitului de integrare cu două celule* de la ieșirea generatorului autoblocat.

După amplificarea de către tranzistorul T_{23}, tensiunea dinte de ferăstrău-impuls se aplică pe bazele tranzistoarelor T_{24}, T_{25} ale etajului final în contratimp. Circuitul de bază compus din rezistențele R_{115}, R_{117} și condensatorul C_{111} asigură regimul de saturație a tranzistoarelor etajului final pe timpul cursei directe și înlătură curentul de deflexie inițial în bobinele de deflexie atunci cînd lipsesc autooscilațiile în GBC—2. Dacă în televizor există o sursă cu tensiunea aproximativ de două ori mai mare decît cea din schema prezentată în fig. 6.10, atunci circuitul indicat poate fi înlocuit printr-o rezistență R_{115}, de valoare dublă, conectată la polul pozitiv al sursei cu tensiune mărită. Totuși prima metodă, deși ceva mai complicată, are

totuşi avantajul că necesită o singură tensiune de alimentare pentru întreaga schemă şi în afară de aceasta, permite conectarea unui condensator de separare C_{112} cu tensiune de lucru mai mică (aproximativ 15 V).

În schema GBC—2 este prevăzută *corecţia în S* a curentului de deflexie, care compensează distorsiunile simetrice ale imaginii pe verticală. Principiul *corecţiei*

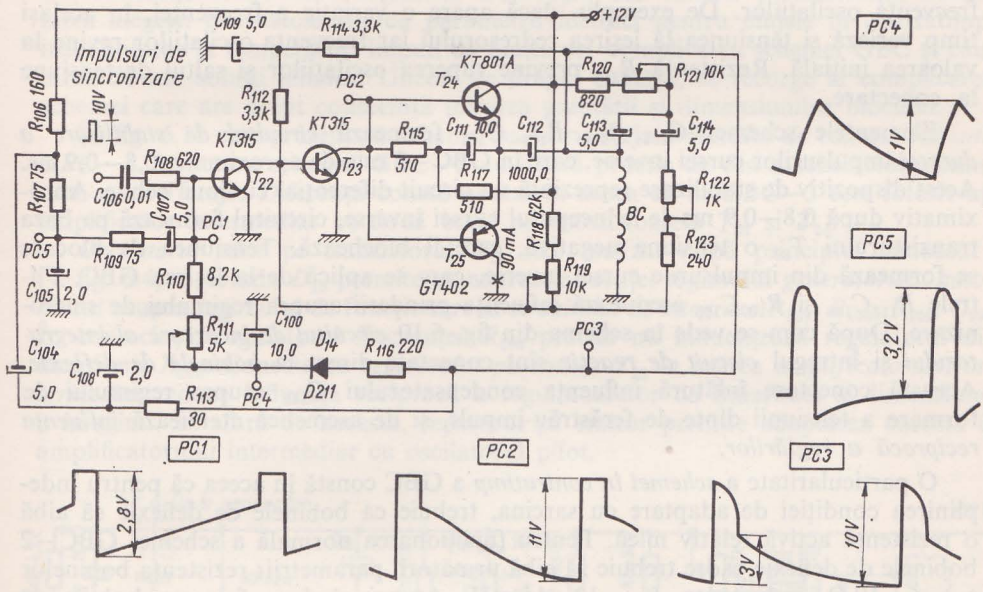


Fig. 6.10. Schema practică a GBC—2 fără transformator.

în S constă din următoarele: peste curentul de încărcare al circuitului integratorului se suprapune un curent sub formă parabolică, creat de circuitul special de reacţie. Ca rezultat al compunerii acestor curenţi viteza de variaţie a curentului de încărcare la începutul şi la sfîrşitul cursei directe se micşorează iar la mijloc creşte. Tensiunea de formă parabolică se obţine ca rezultat al integrării tensiunii de ieşire a GBC de către circuitul de integrare R_{114}, C_{109}.

Să studiem acum modul de asigurare a regimului de autoexitaţie în schema GBC—2. La conectarea tensiunii de alimentare în circuitul de reacţie, format din elementele R_{109}, C_{107}, prin porţiunea emitor-bază a tranzistorului T_{22} pe timpul cursei directe circulă un curent descrescător exponenţial. Mărimea pînă la care scade curentul bazei este determinată de rezistenţele R_{110}, R_{111}, care dau nivelul de deschidere a tranzistorului T_{22}. De aici rezultă că prin potenţiometrul R_{111} poate fi variată *frecvenţa oscilaţiilor*. Momentul de basculare a tranzistorului T_{22} este sincronizat de impulsurile de la *separator*, care se aplică pe bază prin circuitul separator R_{108}, C_{106}.

Pentru a elimina influența factorilor destabilizatori asupra procesului de scădere a curentului de bază și a momentului de basculare a tranzistorului T_{22}, și de asemenea, pentru a atenua influența reciprocă a reglărilor, rezistența R_{111} este legată nu la polul pozitiv al sursei de alimentare, ci la ieșirea redresorului pe dioda D_{14} și condensatorul C_{110}. Acest redresor creează *tensiunea suport* prin redresarea impulsurilor de tensiune de la ieșirea GBC. Această metodă de alimentare stabilizează frecvența oscilațiilor. De exemplu, dacă apare o variație a frecvenței, în același timp variază și tensiunea la ieșirea redresorului iar frecvența oscilațiilor revine la valoarea inițială. Rezistența R_{116} previne ruperea oscilațiilor și saltul de tensiune la conectare.

Elementele schemei C_{104}, R_{106}, R_{109}, C_{107} formează *circuitul de stabilizare a duratei* impulsurilor cursei inverse, care în GBC—2 este de aproximativ 0,8—0,9 ms. Acest dispozitiv de stabilizare reprezintă un circuit diferențial cu două celule. Aproximativ după 0,8—0,9 ms de la începutul cursei inverse, circuitul formează pe baza tranzistorului T_{22} o tensiune negativă, care îl blochează. Tensiunea de blocare se formează din impulsurile cursei inverse, care se aplică de la ieșirea GBC. Filtrele $R_{113}C_{108}$ și $R_{107}C_{105}$ atenuează influența prinderii asupra regimului de sincronizare. După cum se vede în schema din fig. 6.10 *circuitul de încărcare al integratorului* și întregul *circuit de reacție* sînt conectate direct la *bobinele de deflexie*. Această conectare înlătură influența condensatorului C_{112} asupra regimului de formare a tensiunii dinte de ferăstrău-impuls, și de asemenea atenuează *influența reciprocă a reglărilor*.

O particularitate a *schemei în contratimp* a GBC constă în aceea că pentru îndeplinirea condiției de adaptare cu sarcina, trebuie ca bobinele de deflexie să aibă o rezistență activă relativ mică. Pentru funcționarea normală a schemei GBC—2 bobinele de deflexie cadre trebuie să aibă următorii parametrii: rezistența bobinelor $r_c = 6—10\ \Omega$, inductanța $L_c = 10—15$ mH. Atunci cînd se folosesc bobine de deflexie cu astfel de parametri și cinescopul 23LK9B, *etajul final* al GBC—2 consumă de la sursa de alimentare un curent mai mic de 100 mA, ceea ce înseamnă o reducere a consumului de 2—3 ori în comparație cu schemele cu transformator.

O calitate esențială a schemei în contratimp, pe lîngă cea referitoare la economicitate, o constituie posibilitatea utilizării unor tranzistoare cu tensiunea $U_{ce\ ad\ m}$ relativ redusă, deoarece impulsurile de tensiune în acest caz nu depășesc tensiunea sursei de alimentare. Cu toate acestea, lipsa impulsurilor de tensiune de nivel ridicat la ieșirea GBC în contratimp are neajunsurile sale, deoarece aici nu sînt aplicate metodele examinate mai sus de stingere a cursei inverse a baleiajului.

În schemele în contratimp impulsurile de stingere de amplitudine suficient de mare pot fi obținute prin mai multe metode. De exemplu, cu ajutorul unui *amplificator suplimentar* pentru impulsurile de ieșire ale cursei inverse, alimentat de la tensiunea relativ ridicată care se aplică la etajul final al AVF; de asemenea poate fi folosit etajul final al AVF pentru amplificarea impulsurilor de stingere. În cazul cînd nu pot fi folosite aceste metode impulsurile pot fi amplificate cu ajutorul unei înfășurări speciale a transformatorului autoblocat, dacă, în sfîrșit, ca oscilator pilot este folosit generatorul autoblocat.

6.2.3. Schema cu patru tranzistoare

Schemele de GBC cu transformator cu trei etaje, precum şi cele fără transformator cu etaj final în contratimp deşi principial asigură parametrii necesari ai televizoarelor portabile, conduc la dificultăţi mari în construcţia, acordul şi exploatarea lor. Influenţa reciprocă a reglărilor frecvenţei, dimensiunii şi liniarităţii, necesitatea alegerii tranzistoarelor cu parametrii identici pentru etajele în contratimp, instabilitatea la temperaturi impun de multe ori complicarea schemei GBC şi căutarea de noi soluţii tehnice. Uneori de dragul calităţii, se recurge la complicarea schemei care are drept consecinţă mărirea greutăţii şi dimensiunilor blocului.

În fig. 6.11 este prezentată schema cu patru etaje a *blocului de calitate ridicată GBC—3*. Structura schemei GBC—3 nu diferă practic de cea a schemelor examinate cu trei etaje. Diferenţa constă numai în aceea că în GBC—3 este folosit un amplificator intermediar cu două etaje pe tranzistoarele T_{23} şi T_{24}.

Oscilatorul pilot pe tranzistorul T_{22} este realizat după principiul cunoscut (v. fig. 6.4, *a*). Dioda D_{16} permite atenuarea influenţei regimului *generatorului autoblocat* asupra regimului de funcţionare al *circuitului de integrare* R_{107}, R_{108}, R_{109}, C_{98}. În consecinţă, regulatorul frecvenţei R_{106} practic nu influenţează regulatorul dimensiunii R_{103}. Conectarea *repetorului pe emitor* T_{23} la ieşirea *amplificatorului intermediar* reduce influenţa reciprocă a regulatoarelor de liniaritate şi dimensiune a imaginii. În afară de aceasta, repetorul pe emitor permite adaptarea corectă a amplificatorului intermediar cu oscilatorul pilot.

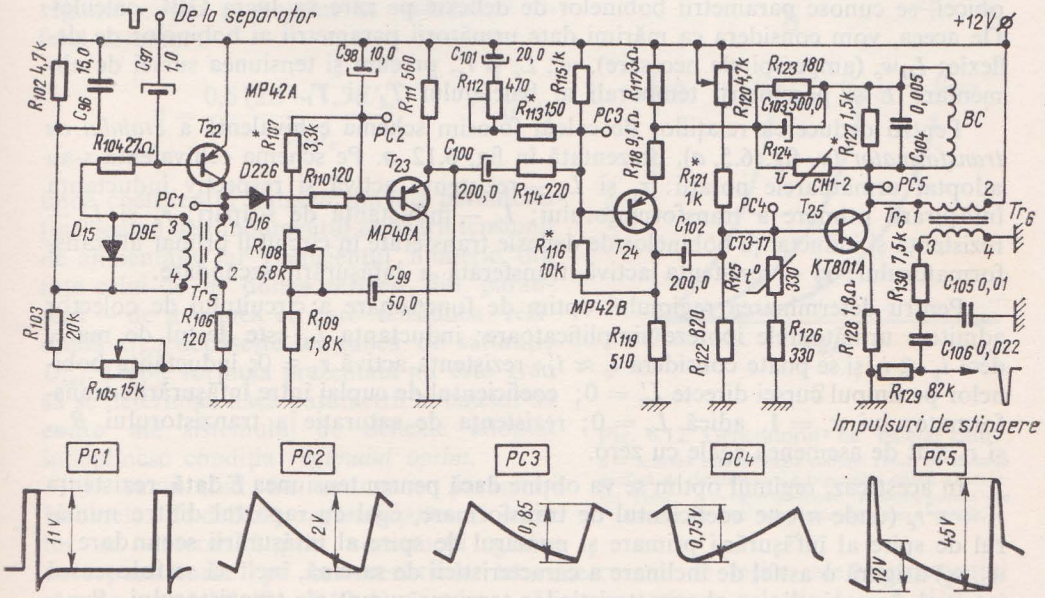


Fig. 6.11. Schema practică a GBC—3 de calitate ridicată.

Aşa cum s-a remarcat mai sus, cea mai răspîndită metodă de corecţie a distorsiunilor exponenţiale ale tensiunii în dinte de ferăstrău o constituie conectarea unui *circuit de integrare* la ieşirea *oscilatorului pilot*. În schema GBC—3 s-a folosit o metodă asemănătoare. Totuşi, pentru înlăturarea influenţei reciproce a regulatoarelor de dimensiune şi liniaritate prima celulă de integrare este conectată la intrarea repetorului pe emitor, iar a doua la ieşire (circuitul $R_{114}C_{101}$). Rezistenţele R_{112}, R_{113} ale circuitului asigură componenta în impuls a tensiunii de comandă şi reglează liniaritatea imaginii în partea de sus a rastrului.

Etajele final şi *prefinal* ale GBC—3 nu au particularităţi noi. Ele nu diferă practic de etajele corespunzătoare din schema GBC—1 (v. fig. 6.9). Schema este completată numai cu *circuitul de stingere* a cursei inverse a baleiajului.

6.3. Calculul schemei generatorului de baleiaj cadre

6.3.1. Etaul final

Scopul acestui paragraf îl constituie elaborarea unei metode de calcul a parametrilor de bază ai etajului final. Pentru ca metoda să fie mai universală trebuie deduse relaţiile pentru calculul etajului cu transformator, deoarece etajul cu bobină de şoc reprezintă un caz particular al celui cu transformator. În practică de obicei, se cunosc parametrii bobinelor de deflexie pe care va lucra GBC calculat. De aceea, vom considera ca mărimi date următorii parametrii ai bobinelor de deflexie: $I_M w_c$ (amperspirele necesare), w_c, L_c şi r_c, precum şi tensiunea sursei de alimentare E şi parametrii temporali ai baleiajului T_d şi T_i.

Pentru deducerea relaţiilor de calcul folosim schema echivalentă a *etajului cu transformator* (v. fig. 6.5, *a*), prezentată în fig. 6.12, *a*. Pe schema echivalentă s-au adoptat următoarele notaţii: r_1 şi L_1 — rezistenţa activă şi respectiv inductanţa înfăşurării primare a transformatorului; L_s — inductanţa de scăpări; r'_c şi L'_c — rezistenţa şi inductanţa bobinelor de deflexie transferate în circuitul primar al transformatorului; r'_2 — rezistenţa activă transferată a înfăşurării secundare.

Pentru determinarea regimului optim de funcţionare a circuitului de colector admitem următoarele ipoteze simplificatoare: inductanţa L_1 este destul de mare, deci $i_1 \ll i_k$ şi se poate considera $i_c \approx i'_L$; rezistenţa activă $r_i \approx 0$; inductanţa bobinelor pe timpul cursei directe $L'_c = 0$; coeficientul de cuplaj între înfăşurările transformatorului $k_c = 1$, adică $L_s = 0$; rezistenţa de saturaţie a tranzistorului R_{sa}, şi r'_2 sînt de asemenea egale cu zero.

În acest caz, regimul optim se va obţine dacă pentru tensiunea E dată, rezistenţa $r'_c = n^2 r_c$ (unde n este coeficientul de transformare, egal cu raportul dintre numărul de spire al înfăşurării primare şi numărul de spire al înfăşurării secundare — w_1/w_2) asigură o astfel de înclinare a caracteristicii de sarcină, încît să se folosească întregul domeniu liniar al caracteristicilor tensiune-curent ale tranzistorului. *Punctul de funcţionare* în acest regim este caracterizat de tensiunea pe colector E şi

curentul bazei i_{b0}, pentru care $I_{cM} = I_0$ (I_0 este curentul de repaus, I_{cM} — amplitudinea impulsurilor curentului de colector).

Dacă $n > 1$, atunci amplitudinea necesară a impulsului curentului de colector este mai mică decît amplitudinea curentului de deflexie I_M de n ori, adică:

$$I_{cM} = I_M/n, \qquad (6.1)$$

unde I_M este determinat de parametrii bobinelor de deflexie:

$$I_M = \frac{(I_M w_k)}{w_c}. \qquad (6.2)$$

Din cele prezentate mai sus, rezultă că valoarea optimă a lui r_c poate fi determinată ca:

$$r_{c\,opt} = \frac{r'_{c\,opt}}{n^2} = \frac{E}{I_{cM} n^2} = \frac{E}{nI_M}. \qquad (6.3)$$

Coeficientul de transformare care asigură regimul optim al etajului se calculează în felul următor:

$$n = \frac{0{,}6\,(2E - 1{,}5\,U_{sat})}{2I_M r_c}, \qquad (6.4)$$

unde coeficientul numeric din fața parantezei ține seamă de randamentul utilizării tensiunii de alimentare, iar coeficientul numeric din fața celui de al doilea termen din paranteză — de mărimea cu care tensiunea reziduală U_{rez} depășește tensiunea de saturație U_{sat}. După formula prezentată nu este greu să se determine dacă parametrii bobinelor de cadre ale sistemului de deflexie adoptat îndeplinesc condiția *regimului optim*.

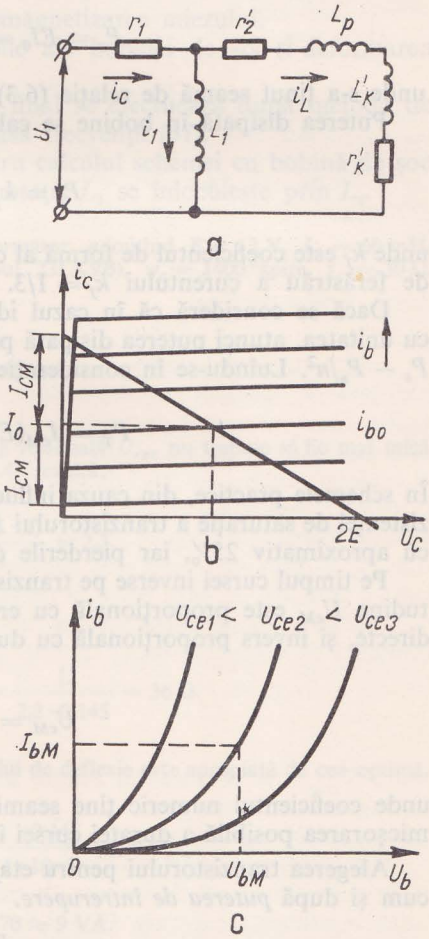


Fig. 6.12. Generatorul de baleiaj cadre: *a* — schema echivalentă a etajului final; *b*—metodă grafică de determinare a regimului optim al etajului final; *c* — caracteristicile tensiune-curent de intrare ale unui tranzistor de putere medie.

În cazul cînd nu se cunosc parametrii bobinelor de deflexie *regimul optim* al etajului se determină prin construcții grafice corespunzătoare pe caracteristicile tensiune-curent de ieșire ale tranzistorului ales în prealabil (fig. 6.12, *b*), în urma cărora se găsesc valorile I_{cM}, I_0 și $r'_{c\,opt}$. Apoi, după formula (6.4) se calculează *coeficientul de transformare* și, în

continuare, după (6.3) — $r_{c\,opt}$, după (6.1) — I_M și, în sfîrșit, după (6.2) — numărul necesar de spire w_c pentru amperspirele date.

În regimul optim clasă A, ținîndu-se seamă de puterea admisibilă, puterea consumată de la sursa de alimentare se determină după formula:

$$P_s = EI_0 = EI_{cM} = I_{cM}^2 r'_{c\,opt}, \tag{6.5}$$

unde s-a ținut seamă de relația (6.3).

Puterea disipată în bobine se calculează după formula:

$$P_b = k_f I_M^2 r_c = k_f I_{cM}^2 r'_c, \tag{6.6}$$

unde k_f este coeficientul de formă al curentului de deflexie. În cazul formei în dinte de ferăstrău a curentului $k_f = 1/3$.

Dacă se consideră că în cazul ideal randamentul transformatorului este egal cu unitatea, atunci puterea disipată pe tranzistor P_T poate fi calculată ca diferența $P_s - P_b/n^2$. Luîndu-se în considerație relațiile (6.5) și (6.6) obținem:

$$P_T = I_{cM}(E - k_f I_{cM} r_c). \tag{6.7}$$

În schemele practice, din cauza influenței rezistenței înfășurării primare r_1 și a rezistenței de saturație a tranzistorului R_{sat}, puterea consumată de la sursă se mărește cu aproximativ 25%, iar pierderile de putere în tranzistor cu aproximativ 30%.

Pe timpul cursei inverse pe tranzistor apar impulsuri de tensiune a căror amplitudine U_{cM} este proporțională cu energia acumulată în bobine pe timpul cursei directe, și invers proporțională cu durata cursei inverse:

$$U_{cM} = 1{,}7\, nL_c \frac{2I_M}{T_i},$$

unde coeficientul numeric ține seamă de forma sinusoidală a impulsurilor și de micșorarea posibilă a duratei cursei inverse.

Alegerea tranzistorului pentru etajul final se face după valorile U_{cM} și I_{cM} precum și după *puterea de întrerupere*.

$$P_r = 2I_{cM} U_{cM}.$$

În practică, amplitudinea curentului de colector I_{cr} este ceva mai mare decît $2I_{cM}$ din cauza mărimii finite a inductanței L_1, și anume:

$$I_{cr} = 2\left(1 + \frac{L_c}{L_1}\right) I_{cM}.$$

Pentru ca I_{cr} să nu depășească prea mult valoarea $2I_{cM}$, inductanța L_1 se alege mult mai mare decît L_c. De obicei:

$$L_1 = (1.5 - 2)(r_c T_d - 2L_c), \tag{6.8}$$

unde coeficientul numeric ține seamă de premagnetizarea miezului.

Totodată, se obțin dimensiunile admisibile ale bobinei de șoc și deformarea parabolică a curentului de colector.

Calculul constructiv al transformatorului final se efectuează după metoda de calcul cunoscută a transformatoarelor de joasă frecvență [37].

Toate relațiile deduse sînt valabile și pentru calculul schemei cu bobină de șoc a etajului final, dacă se presupune $n = 1$, iar notația L_1 se înlocuiește prin L_s.

Exemplul 6.1. Să se calculeze etajul cu transformator, admițînd $E = 12$ V, $L_c = 60$ mH, $I_M w_c = 200$ Asp (valoare necesară pentru cinescopul 23LK9B), $w_c = 1400$ spire, $r_c = 30\ \Omega$, $T_i = 1$ ms, $T_d = 19$ ms.

După formula (6.2) găsim:

$$I_M = \frac{200}{1400} = 145 \text{ mA}.$$

Pentru o valoare reală $R_{sat} = 1{,}5 - 2\ \Omega$ tensiunea reziduală U_{rez} nu trebuie să fie mai mică de 1 V. Ținînd seamă de aceasta, după formula (6.4) rezultă:

$$n = \frac{0{,}6\,(2 \cdot 12 - 1{,}5 \cdot 1)}{2 \cdot 0{,}145 \cdot 30} = 2{,}3.$$

După formulele (6.1) și (6.3) se calculează:

$$I_{cM} = \frac{145}{2{,}3} = 63 \text{ mA}, \quad r_{c\,opt} = \frac{12}{2{,}3 \cdot 0{,}145} = 36\ \Omega.$$

După cum se vede, mărimea $r_c = 30\ \Omega$ a sistemului de deflexie este apropiată de cea optimă. După formulele (6.5 și 6.6):

$$U_{cM} = 1{,}7 \cdot 2{,}3 \cdot 60 \cdot 10^{-3}\,\frac{2 \cdot 0{,}145}{1 \cdot 10^{-3}} = 70 \text{ V},$$

$$P_r = 2 \cdot 0{,}063 \cdot 70 \approx 9 \text{ VA}.$$

În cazul real, considerînd cerința (6.8):

$$L_1 = 1{,}5\,(30 \cdot 19 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 60 \cdot 10^{-3}) \approx 0{,}8 \text{ H}.$$

După formula (6.7) găsim:

$$I_{cr} = 2\left(1 + \frac{1}{8}\right) 0{,}063 \approx 0{,}16 \text{ A}$$

şi, prin urmare, valoarea exactă a lui P_r va fi:

$$P_r = 0{,}16 \cdot 70 \approx 10 \text{ VA}.$$

După parametrii în impuls este convenabil tranzistorul de putere medie tip P203E cu condiţia limitării impulsurilor de tensiune la un nivel care să nu depăşească 50 V.

După formulele (6.5), (6.6) şi (6.7) se determină pierderile de putere în schemă

$$P_s = 12 \cdot 0{,}063 = 0{,}76 \text{ W},$$

$$P_b = \frac{1}{3} 0{,}145^2 \cdot 30 = 0{,}21 \text{ W},$$

$$P_T = 0{,}063 \left(12 - \frac{1}{3} \cdot 0{,}063 \cdot 30\right) = 0{,}72 \text{ W}.$$

6.3.2. **Etajul prefinal**

Etajul prefinal trebuie să asigure semnalul de comandă de mărimea şi forma necesară. În calculul etajului trebuie să se ţină seamă de neliniaritatea caracteristicilor tensiune-curent de transfer şi de intrare ale tranzistorului final. Tranzistoarele moderne de putere medie (tip P 203) au caracteristicile $i_c = f(i_b)$ relativ liniare şi caracteristicile $i_b = f(u_b)$ cu neliniaritate pronunţată. Aceasta înseamnă că pentru o formă cunoscută a curentului de colector curentul de bază trebuie să aibă practic aceeaşi formă, în timp ce forma tensiunii de comandă, ca urmare a funcţiei neliniare $i_b = f(u_b)$, este mult mai complexă. De aceea, în calcule se operează mai simplu cu curentul de bază decît cu tensiunea de bază.

Pentru a obţine amplitudinea totală a curentului de colector I_{cr} a etajului final impulsul de curent al bazei trebuie să fie:

$$I_{bM} = I_{cr}/\beta_{min}, \tag{6.9}$$

unde β_{min} este coeficientul minim de amplificare în curent a tranzistorului ales; mărimea sa nu este greu să se găsească din caracteristicile $i_c = f(i_b)$. Tranzistorul pentru etajul prefinal se alege după mărimile I_{bM} şi β_{min}.

Cunoscînd mărimea necesară a impulsului curentului de bază, după caracteristicile tensiune-curent de intrare ale tranzistorului ales conform fig. 6.12, *c*, se determină tensiunea de intrare U_{bM} şi se calculează rezistenţa de intrare:

$$r_{in} = U_{bM}/I_{bM}. \tag{6.10}$$

Mărimea rezistenţei de colector R_c a etajului prefinal, realizat după schema cu emitor comun, se alege din condiţia şuntării într-o măsură cît mai mică a rezistenţei de intrare:

$$R_c \geqslant (5 - 10)\, r_{in}. \tag{6.11}$$

Punctul de funcționare al etajului prefinal se alege la mijlocul porțiunii liniare a caracteristicii $i_c = f(i_b)$ ținîndu-se seamă că curentul de colector maxim al etajului trebuie să fie ceva mai mare decît mărimea I_{bM}. Caracteristica $i_c = f(i_b)$ permite de asemenea să se determine amplitudinea curentului de bază, care asigură impulsul necesar al curentului de colector al etajului prefinal. Apoi, după caracteristica $i_b = f(u_b)$ se poate determina tensiunea de intrare necesară.

Exemplul 6.2. Să se calculeze parametrii etajului prefinal, care asigură semnalul de comandă pentru etajul final, ai cărui parametri au fost determinați în exemplul 6.1. Considerăm ca date inițiale $E = 12$ V, $I_{cr} = 0{,}16$ A. Din experiență se știe că semnalul dat pentru etajul final poate fi obținut cu ajutorul etajului prefinal care folosește un tranzistor de putere mică tip P13—P16. Pentru aceste tranzistoare mărimea minimă a coeficientului de amplificare în curent β_{min} se află între limitele 30 — 40.

După formula (6.9) se găsește:

$$I_{bM} = 0{,}16/40 = 4 \text{ mA}.$$

Admițînd pentru tranzistorul P 203 $U_{ce} = U_{rez} = 1$ V, după caracteristicile de intrare $i_b = f(u_b)$ găsim $U_{bM} = 0{,}2$ V, iar după formula (6.10) calculăm r_{in}:

$$r_{in} = \frac{0{,}2}{4 \cdot 10^{-3}} = 50\ \Omega.$$

Conform (6.11) alegem

$$R_c = 10\, r_{in} = 500\ \Omega.$$

În continuare se determină regimul etajului prefinal după caracteristici conform recomandărilor prezentate mai sus. După caracteristici găsim, de exemplu, rezistența de intrare a etajului $r_{in} = 500\ \Omega$.

6.3.3. Generatorul autoblocat

Vom prezenta relațiile de calcul pentru determinarea parametrilor generatorului autoblocat cu cuplaj colector-bază, folosit în schema GBC — 1 (v. fig. 6.7).

Pentru mărimile cunoscute ale rezistenței de sarcină echivalente R_s (de obicei se ia 500—1000 Ω) și a rezistenței proprii de bază R_b a tranzistorului, regimul de oscilație stabil se obține atunci cînd coeficientul de transformare al transformatorului bloking, este egal cu raportul dintre numărul de spire al înfășurării de bază w_b și numărul de spire al înfășurării de colector w_c:

$$n_0 = \frac{w_b}{w_c} = \sqrt{\frac{R_s}{R_b}}. \tag{6.12}$$

Mărimea R_b poate fi determinată după caracteristicile în impuls $i_b = f(u_b)$. Coeficientul de transformare calculat din condiția celei mai mici durate a impulsurilor [42] trebuie să satisfacă condiția de autoexcitație:

$$k_e = \beta_{min} \frac{n_0}{2} > 1, \tag{6.13}$$

unde k_e este coeficientul de reacție pozitivă, β_{min} — coeficientul minim de amplificare în curent al tranzistorului.

După formula cunoscută pentru durata impulsurilor

$$t_i = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\beta_{min} L_b C_b}{n_0}},$$

care este dată (de obicei $t_i = 0{,}3 - 0{,}5\ T_i$), se determină mărimea produsului $L_b C_b$ (L_b — inductanța înfășurării de bază, C_b — capacitatea care dă frecvența). Prin urmare

$$L_b C_b = \frac{n_0 (2t_i)^2}{\beta_{min}}.$$

Luînd o mărime acceptabilă pentru capacitatea C_b, se determină mărimea inductanței înfășurării de bază:

$$L_b = (L_b C_b)/C_b. \tag{6.15}$$

Mărimea inductanței înfășurării de colector se calculează după formula;

$$L_c = L_b/n_0^2. \tag{6.16}$$

Capacitatea condensatorului de încărcare C_i din circuitul de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău se găsește din condiția celei mai mici tensiuni pe condensatorul de încărcare, necesară pentru obținerea curentului minim prin tranzistor pe timpul cursei inverse. Această condiție este îndeplinită pentru:

$$C_i = t_i/R_i, \tag{6.17}$$

unde rezistența de încărcare este

$$R_i = \frac{r_{in\,p} R_s}{r_{in\,p} + R_s}.$$

Exemplul 6.3. Ca exemplu vom calcula generatorul autoblocat al schemei GBC—1 pe tranzistorul P9A.

După caracteristicile în impuls $i_b = f(u_b)$ pentru $E = 12$ V și valoarea tipică $I_c = 2$ mA în cazul tranzistorului P9A găsim $R_b = 20\,\Omega$. Admițînd $R_s = 500\,\Omega$, după formula (6.12):

$$n_0 = \sqrt{\frac{500}{20}} = 5.$$

Să verificăm condiția de autoexcitație (6.13), determinînd în prealabil β_{min} după caracteristicile de intrare în impuls $i_c = f(u_c)$ în regim de saturație. Obținem $\beta_{min} = 5$ și

$$k_e = 5 \cdot \frac{5}{2} \approx 12 > 1.$$

Condiția de autoexcitație este îndeplinită.

Presupunînd $t_i = 0{,}5\,T_i = 0{,}5 \cdot 1 = 0{,}5$ ms, după formula (6.14):

$$L_b C_b = \frac{5(2 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3})^2}{5} = 1\ (\text{ms})^2.$$

Adoptăm $C_b = 20\,\mu$F și după formulele (6.15) și (6.16) găsim:

$$L_b = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-6}} = 50\ \text{mH}, \quad L_c = \frac{50}{5 \cdot 5} = 2\ \text{mH}.$$

Din exemplul 6.2 $r_{in\,p} = 500\,\Omega$. Atunci, după formulele (6.17):

$$R_i = \frac{500 \cdot 500}{500 + 500} = 250\,\Omega, \quad C_i = \frac{0{,}5 \cdot 10^3}{250} = 20\,\mu\text{F}.$$

Se recomandă ca C_i să se ia de două ori mai mare decît mărimea calculată.

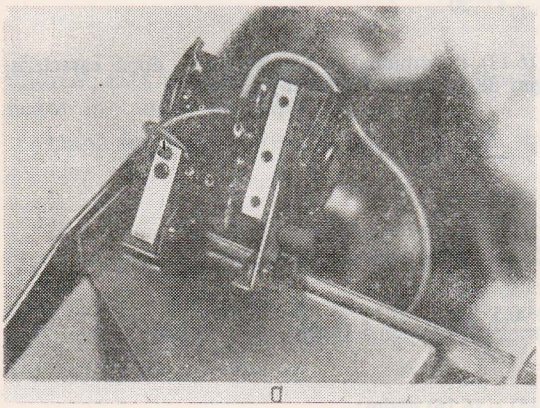
6.4. Construcția generatorului de baleiaj cadre

6.4.1. Principii generale ale construcției

Construcția generatorului de baleiaj cadre, ca și a celorlalte blocuri, se subordonează cerințelor impuse construcției întregului televizor portabil. Cele mai importante dintre acestea se referă la greutatea și dimensiunile cît mai mici posibile, la densitatea ridicată a montajului. Regulile generale de construcție a GBC, modul de satisfacere a cerințelor precum și atenuarea cuplajelor reciproce condiționate de montaj sînt analoge celor care au fost examinate la analiza particularităților constructive ale generatorului de baleiaj linii.

6.4.2. Construcția blocului GBC—1

Acest bloc (fig. 6.7) este destinat pentru lucru cu cinescopul tip 25LK1B. Parametrii reduși ai cinescopului, utilizarea detaliilor ieftine nedeficitare condiționează indicatorii constructivi și electrici relativ reduși ai blocului GBC—1. Din punct



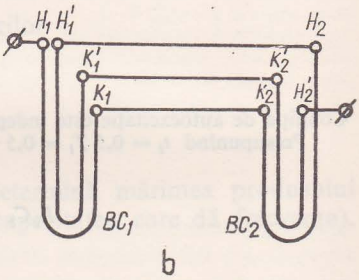


Fig. 6.13. Placa de montaj a etajului final:
a — schema de conectare a capetelor bobinelor de deflexie cadre; *b* — ale blocului GBC—1.

de vedere al construcției, lasă de dorit dimensiunile și greutatea blocului, iar din punct de vedere al calităților electrice — economicitatea blocului și stabilitatea parametrilor săi.

Partea principală a schemei GBC—1 este montată pe aceeași placă împreună cu GBL—1 (v. fig. 5.14). Pe placă se dispun *generatorul autoblocat* pe tranzistorul T_{21} tip P9A și *etajul prefinal* pe tranzistorul T_{22} tip P16. *Etajul final* (tranzistorul T_{23} tip P203E) instalat pe radiator este fixat pe o mică placă separată (fig. 6.13, *a*). Pe această placă sînt montate elementele *circuitului de limitare* D_{19} R_{131}, C_{112}, al *etajului final* și rezistența R_{132}.

Utilizarea în generatorul autoblocat a tranzistorului P9A cu coeficientul de amplificare în curent $\beta = 25 - 40$ și curentul termic al colectorului $I_{c0} = 5-10$ μA asigură o variație a capacității proprii mai mică de 5% la variația tensiunii sursei de alimentare între limitele 10—14 V. *Banda de prindere* a generatorului autoblocat este de 7—8 Hz.

În cazul utilizării în circuitul de frecvență pilot a condensatorului C_{106} tip EM cu o dispersie de +100% pentru asigurarea frecvenței date de 50 Hz, cînd cursorul potențiometrului se găsește pe poziția de mijloc, trebuie să se facă o selecție a condensatoarelor după valoarea nominală a capacității, întrucît la dispersia indicată a mărimii capacității frecvența proprie poate varia între limitele 40—70 Hz.

Un neajuns al condensatoarelor electrolitice îl constituie, de asemenea, dependența mărimii capacității lor de temperatură. La varierea temperaturii de la +25 pînă la +50° C frecvența proprie a *generatorului autoblocat* se mărește cu 10%

(în cazul utilizării condensatorului tip EM). Pentru a mări stabilitatea termică a frecvenței trebuie să se utilizeze condensatoare tip ETO cu dependență de temperatură mai mică, sau să se folosească metoda stabilizării termice. În schema îmbunătățită a GBC—1, în acest scop, în circuitul de reglare a frecvenței, este conectat termistorul R_{131} tip ST3—17. Cu stabilizare termică, variația frecvenței proprii a generatorului autoblocat, în aceeași gamă de temperatură, nu depășește 2%. Pentru o mai bună stabilizare termică se recomandă ca rezistența R_{111} să se dispună în apropierea etajului final.

Ca rezistențe de putere mică în GBC—1 sînt folosite rezistențele de gabarit mic tip MLT—0,25 (0,5) și VS—0,25. În scopul micșorării dimensiunilor plăcii ele se montează în poziție verticală. Ca rezistențe de valoare mică R_{124}, R_{125}, R_{132} sînt folosite rezistențe de precizie tip ULI, calculate la puteri mai mari de 1 W.

Referitor la parametrii condensatoarelor de separare C_{110} și C_{111} se impun cerințe mai puțin stricte decît pentru condensatoarele din circuitul de comandă al *generatorului autoblocat*. În calitate de condensatoare de separare pot fi utilizate condensatoare tip KE, EGȚ, K50—6 cu tensiuni admise mai mari de 12 V. Din punct de vedere al dimensiunilor blocului, este de preferat utilizarea condensatoarelor tip K50—6.

Schema GBC—1 are cinci elemente acordabile. Reglarea frecvenței cu ajutorul potențiometrului R_{112} este destinată telespectatorului și de aceea aici se folosește rezistența tip SP3—4a. Rezistențele variabile R_{119}, R_{124}, R_{134}, R_{128} sînt necesare pentru acordul blocului în procesul de fabricație și de asemenea pe timpul exploatării, la schimbarea tranzistoarelor și a altor detalii. Ele nu au organe de comandă exterioare, ci sînt reglate prin șliț. În această calitate sînt folosite rezistențe variabile tip SP3—1b. Datele constructive ale transformatoarelor blocului GBC—1 sînt prezentate în tabelul 6.1.

Coeficientul de transformare al transformatorului autoblocat Tr_7 se alege optim după durata frontului impulsului pentru o sarcină dată. Pentru schema descrisă $n_{2\,opt} = \frac{\omega_{34}}{\omega_{12}} = 5$. Mărimea inductanței înfășurării de bază L_b este determinată de durata dată a impulsului care reprezintă 0,5 ms. Din această condiție, pentru

Tabelul 6.1

Date constructive ale transformatoarelor GBC—1

Notația transformatoarelor	Notația înfășurărilor	Numărul de spire	Tipul conductorului	Tipul miezului	Tipul carcasei	Ordinea bobinării
Tr_7	w_{12}	50	PEV—2 0,12	S 3 × 3 (garnitură de 5 mm din permalloy)	După dimensiunile miezului, din preșpan de grosime 0,5 mm	V. textul
	w_{34}	300	PEV—2 0,12			
Tr_8	w_{12}	3000	PEV—2 0,44	SL 12 × 25 Oțel de transformator	Bobinare fără carcasă	V. textul
	w_{34}	450	PEV—2 0,59			

mărimea capacității condensatorului $C_{106} = 15\ \mu F$, $L_b \approx 50$ mH. Pentru $n_2 = 5$ mărimea inductanței înfășurării de colector este egală cu $L_c = 2$ mH.

Pentru montarea simplă a transformatorului bloking Tr_7 pe placa imprimată și în scopul obținerii unor dimensiuni mai mici, este bine ca acesta să fie realizat pe miez din ferită Ş4 × 8 cu permeabilitatea magnetică $\mu = 2\,000$. În general transformatoarele bloking pot fi confecționate pe orice miez tip Ş sau tip oală din permalloy sau ferită. Totodată, este important să se păstreze mărimea inductanței înfășurărilor și a coeficientului de transformare, O permeabilitate magnetică mai mică conduce la mărirea numărului de spire a înfășurărilor și prin urmare la mărirea dimensiunilor transformatorului.

Mărirea peste măsură a numărului de spire pe miezuri cu permeabilitate magnetică mică nu este de dorit întrucît se micșorează *coeficientul de cuplaj* între înfășurări. Pentru obținerea celui mai bun *coeficient de cuplaj* trebuie să se respecte următoarea metodă de bobinare. La început se bobinează 2/5 din numărul total al spirelor înfășurărilor de bază. Apoi bobinarea se execută cu două conductoare dintre care unul constituie continuarea înfășurării de bază, iar celălalt — conductorul înfășurării de colector. După bobinarea numărului dat de spire ale înfășurării de colector conductorul său se întrerupe (se scoate un terminal), iar restul de 2/5 din înfășurarea de bază se bobinează cu un singur conductor. Metoda descrisă permite dispunerea înfășurării de colector în partea de mijloc a înfășurării de bază obținîndu-se astfel *coeficientul de cuplaj maxim.*

Cînd nu se cunoaște permeabilitatea magnetică a miezului, numărul de spire necesar al înfășurărilor se găsește în felul următor. Pe miezul ales se bobinează nu mai puțin de două rînduri de conductori, necesare pentru înfășurarea cu numărul w_0 de spire și se măsoară inductanța lor L_0. Cunoscînd mărimile necesare ale inductanțelor înfășurărilor de bază și de colector, numărul de spire se calculează după formulele:

$$w_b = w_0 \sqrt{\frac{L_b}{L_0}},\quad w_c = w_0 \sqrt{\frac{L_c}{L_0}}.$$

Practic inductanța înfășurării de bază a transformatorului blocking, în lipsa premagnetizării, se alege egală cu 90—100 mH ținîndu-se seamă de micșorarea inductanței datorată premagnetizării miezului de către curentul de colector al tranzistorului. În afară de aceasta rezerva de inductanță permite introducerea întrefierului, care micșorează acțiunea de premagnetizare a curentului și dispersia miezurilor din punct de vedere al permeabilității magnetice. Prin modificarea întrefierului miezului se poate varia în limite oarecari inductanța înfășurărilor, prin alegerea mărimii necesare.

Mărimea inductanțelor înfășurărilor *transformatorului de ieșire* se determină din condiția asigurării formei parabolice a dintelui de ferăstrău a curentului de colector al tranzistorului, care este necesar pentru crearea curentului în dinte de ferăstrău liniar în bobinele de deflexie. Fără premagnetizare inductanța înfășurării primare trebuie să fie $L_1 \geqslant 0{,}5$ H, iar a înfășurării secundare — $L_2 \geqslant 0{,}3$ H.

Transformatorul de ieșire se realizează pe miezul standard ȘL 12 × 25, adoptat în televizoarele cu tuburi electronice. La început se bobinează înfășurarea secundară și apoi cea primară. După fiecare strat al înfășurării se pune un strat de hîrtie subțire de condensator. Deasupra poate fi bobinată înfășurarea pentru obținerea impulsurilor de stingere, care conține 800—1 000 de spire de conductor PEV—2 0,1.

O liniaritate bună și dimensiuni satisfăcătoare ale imaginii se obțin în cazul utilizării în *etajul final* a tranzistoarelor tip P215, P203E, care au $\beta > 30$. În GBC—1 s-au folosit *bobine de deflexie sub formă de șa*, asemănătoare bobinelor de deflexie linii din blocul GBL—1 (vezi fig. 5.17). Fiecare bobină de deflexie cadre se bobinează cu două toroane de conductor PEV—2 0,31 și conține 250 spire. Bobinele de deflexie cadre se execută pe șabloane analoge șabloanelor pentru executarea bobinelor de deflexie linii sub formă de șa. După montarea sistemului de deflexie, cele două perechi de bobine de cadre se conectează între ele (fig. 6.13, *b*) astfel încît numărul total de amperspire să fie egal cu 1 000. Metoda de bobinare adoptată și modul de conectare a bobinelor de cadre permit asigurarea identității bobinelor din punct de vedere al inductanței și rezistenței, precum și micșorarea deformărilor simetrice ale rastrului. Inductanța bobinelor de cadre în total este de aproximativ 60 mH, iar rezistența — 30 Ω.

Utilizarea *bobinelor de cadre sub formă de șa* provoacă o serie de dificultăți condiționate în primul rînd de complexitatea execuției lor. *Bobinele toroidale* sînt mult mai simple, de aceea ele își găsesc o utilizare mai largă.

Bobinele toroidale sînt folosite, de exemplu, în schemele cu bobină de șoc pe baza GBC—1 (v. fig. 6.8) și GBC—1M (v. fig. 6.9). Înainte de executarea bobinelor toroidale (v. fig. 5.19) miezul sistemului GBC—1M de formă cilindrică din ferită tip M 600NM se desface în două părți identice. La executarea bobinelor se ține seamă de legea de distribuție cosinusoidală a spirelor în sectorul 100—120°.

La confecționarea bobinelor de cadre de formă toroidală trebuie să se respecte metoda de bobinare care exclude inducția curenților oscilanți pe timpul cursei inverse a baleiajului de linii. Problema constă în aceea că fluxul magnetic al deflexiei de linii se închide prin inelele de ferită și, prin urmare, traiectoriile liniilor de forță trec prin bobinele de cadre, dar în cazul unei simetrii exacte în ele nu trebuie să apară tensiuni parazite. Totuși, pe timpul cursei inverse rapide a baleiajului de linii curenții respectivi pot trece prin capacitatea dintre straturi a bobinelor de deflexie cadre. Oscilațiile provocate de procesul tranzitoriu sînt atenuate slab și se întreține mult timp în bobinele de deflexie cadre, după ce cursa inversă a baleiajului de linii s-a încheiat. Ele se văd pe ecran sub forma „ondulării liniilor" și a modulației în viteză a fasciculului la începutul fiecărei linii.

Pentru înlăturarea acestui fenomen se folosește bobinarea „inversă", cînd fiecare strat următor începe din aceeași parte ca și precedentul. În afară de aceasta, pentru evitarea „ondulării liniilor" bobinele se șuntează cu rezistențele R_{15}, R_{16} (v. fig. 6.9).

Fiecare bobină a blocului GBC—1M se execută cu conductor PEV—2 0,2 și conține 850 spire. Bobinele se conectează între ele în serie. În total, inductanța bobinelor legate în serie este de aproximativ 70 mH, iar rezistența — 50 Ω. Sistemul de deflexie cu aceste bobine de cadre este destinat pentru lucrul cu cinescopul 23 LK 9B. Dacă se ține seamă că pentru deflexia fasciculului pe verticală la cine-

scopul 23 LK 9B este nevoie de aproximativ 200 Asp, atunci în bobinele indicate trebuie să se obțină dimensiuni ale curentului de deflexie de circa 120 mA.

Schema variantei îmbunătățite a GBC—1 (v. fig. 6.8) sau a blocului modernizat GBC—1M poate fi montată pe aceeași placă imprimată cu GBL—1 sau sub formă de bloc separat. Regulile de montare și detaliile utilizate de aceste blocuri sînt practic aceleași ca la GBC—1. Totuși trebuie examinate unele particularități. De exemplu, termistorul din circuitul de bază al etajului final este necesar să se fixeze cu clei BF—2 pe carcasa tranzistorului. Schema GBC—1M lucrează satisfăcător numai în cazul folosirii în etajul final a unui tranzistor ales în mod special, cu un coeficient de amplificare în curent mai mare de 50—60.

Bobina de șoc de ieșire a sistemului îmbunătățit GBC—1, precum și înfășurarea primară a transformatorului Tr_2 din schema GBC—1M trebuie să aibă inductanța de 0,6—0,8 H atunci cînd se folosesc *bobine de cadre toroidale*. Această inductanță poate fi asigurată prin bobinarea a 800 spire de conductor PEV—2 0,41 pe miez din oțel electrotehnic tip ȘL 10 × 10. Înainte de montarea transformatorului, în miez trebuie să se introducă întrefierul de 0,2—0,3 mm. Transformatorul Tr_2 are o înfășurare suplimentară w_{34} care conține 100 spire de conductor PEV—2 0,1. Sensul de bobinare este arătat în fig. 6.9.

6.4.3. **Construcția blocului GBC—2**

Generatorul fără transformator al baleiajului de cadre GBC—2 poate fi montat pe placa imprimată a lui GBC—1, sau poate fi executat sub formă de bloc separat. Înainte de montarea generatorului, pentru etajul final trebuie să se aleagă tranzistoare identice din punct de vedere al coeficientului de amplificare în curent și al curentului inițial al colectorului de tip KT 801 A și GT 402. Cele mai bune rezultate privind liniaritatea curentului și economicitatea pot fi obținute dacă tranzistorul KT 801 A este înlocuit printr-un tranzistor GT 404. Acest tranzistor cu siliciu cu conductibilitate *npn* a fost elaborat special pentru lucru în pereche cu tranzistorul tip GT 402 în etajele în contratimp de joasă frecvență.

În etajul de comutare și în integratorul Müller sînt folosite tranzistoare tip KT 315. Ele asigură generatorului o stabilitate termică ridicată. În prezent, aceste tranzistoare sînt destul de deficitare și pot fi înlocuite prin tranzistoare cu germaniu tip MP 37 A. O dată cu aceasta însă, se înrăutățește și stabilitatea termică a generatorului.

În ceea ce privește rezistențele GBC—2, nu se impun cerințe stricte, de aceea pot fi folosite rezistențe de orice tip, de exemplu, MLT—0,25; BS—0,12; SP3—1b; SP3—4a; SPO și altele. Condensatoarele electrolitice ale GBC—2 trebuie să fie de stabilitate ridicată din punct de vedere al mărimii capacității și să aibă dispersia parametrilor cît mai mică posibil. Astfel este de dorit să se folosească condensatoare tip ETO. Rezultate mai slabe dau condensatoarele K50—6, în special cele conectate în circuitele de comandă.

Mai sus s-a precizat că pentru funcționarea normală a etajului în contratimp al GBC—2 bobinele de deflexie cadre trebuie să aibă rezistența activă în jurul lui 6 Ω,

iar inductanța 10 mH. Pentru a asigura acești parametri, cel mai bine este să se folosească *bobine sub formă de șa*. În fig. 6.14 este prezentată forma exterioară a sistemului de deflexie cu utilizarea bobinelor de cadre sub formă de șa. Acest sistem s-a realizat pe baza sistemului blocului GBC-1M, în care *bobinele toroidale*

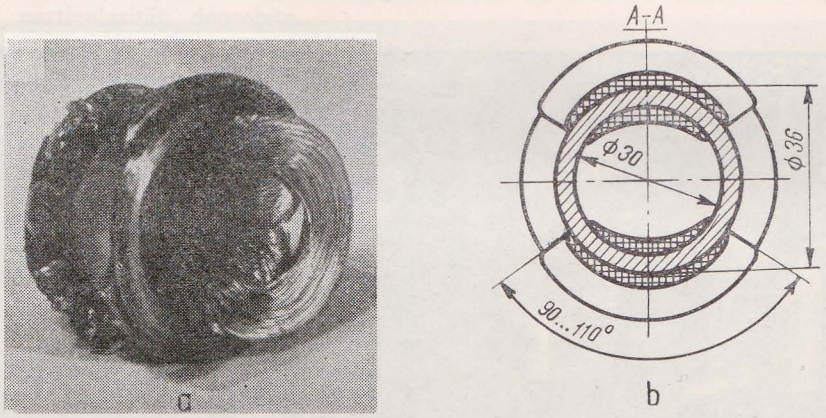


Fig. 6.14. Construcția sistemului de deflexie cu bobina de cadre sub formă de șa:
a — vedere exterioară; *b* — secțiune transversală prin bobinele de cadre.

au fost înlocuite cu *bobine în șa*. Ultimile sînt executate pe șabloane speciale cu conductor PEV-2 0,31. Fiecare bobină conține cîte 200 spire și se leagă în serie.

Întrucît confecționarea bobinelor sub formă de șa este mult mai complicată decît a celor toroidale, în GBC-2 sînt folosite *bobine toroidale*. Acestea înrăutățesc într-o oarecare măsură parametrii de ieșire ai generatorului. *Bobinele toroidale* pot fi bobinate pe miezul sub formă de clopot (fig. 6.14, *b*) al sistemului GBL-2 (v. fig. 5.22) cu conductor PEV-2 0,31. Fiecare din bobinele conectate în serie trebuie să conțină cîte 300 spire. Totodată rezistența bobinelor este de aproximativ 7 Ω, iar inductanța — 30 mH.

6.4.4. **Construcția blocului GBC-3**

Schema de calitate ridicată a GBC-3 (v. fig. 6.11) este montată pe o placă imprimată sub formă de bloc separat (fig. 6.15). Pe placa imprimată sînt dispuse următoarele etaje: *generatorul autoblocat* pe tranzistorul T_{22} tip MP 42A, *repetorul pe emitor* pe tranzistorul T_{23} tip MP 40A și *etajul prefinal* pe tranzistorul T_{24} tip MP 42B. *Tranzistorul final* T_{25} tip KT 801A este fixat pe un radiator instalat pe șasiul televizorului. În calitate de bobine de deflexie în GBC-3 pot fi folosite *bobinele toroidale* ale blocului GBC-1M. Transformatorul Tr_6 al GBC-3 poate fi realizat la fel ca transformatorul de ieșire al GBC-1M, dar înfășurarea w_{34} trebuie înlocuită cu o altă înfășurare avînd următorii parametri: numărul de spire 800—1 000, conductorul PEV-2 0,1 mm.

În GBC-3 pot fi folosite *bobine toroidale*, bobinate pe miezul sub formă de oală al sistemului GBL-2. În acest caz fiecare bobină conține cîte 750 spire din conductor PEV-2 0,2 mm.

Limitarea impulsurilor cursei inverse se obține cu ajutorul termistorului ST3-17. *Transformatorul autoblocat* Tr_6 este realizat pe miez din ferită OȘ4 × 8 M 2 000NM

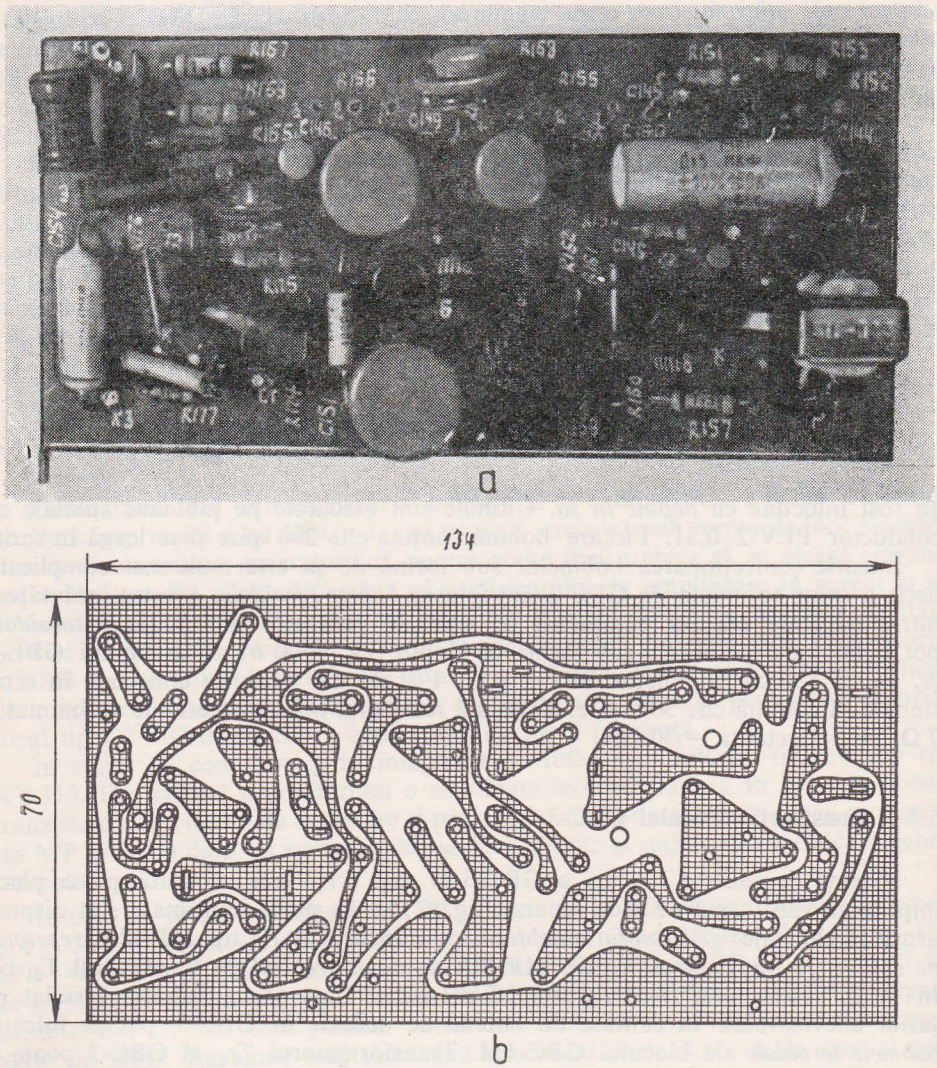


Fig. 6.15. Construcția blocului GBC-3:
a — detaliile montajului; *b* — montajul circuitelor imprimate (scara 1: 1,52).

cu conductor PEV-2 0,12. Înfăşurarea w_{12} conţine 60 spire, iar w_{34} — 360 spire. În calitate de condensatoare electrolitice au fost folosite condensatoare de gabarit mic tip K50-6. Ca urmare a instabilităţii acestor condensatoare este de dorit să se folosească în calitate de condensator de ecranare C_{96} condensator de tip ETO sau MBGO deşi ultimul are dimensiuni relativ mari. Celelalte detalii ale GBC-3 nu au particularităţi deosebite.

6.5. Acordul generatorului de baleiaj cadre

Metodele de acord ale schemelor de generatoare studiate (GBC-1, GBC-1M, GBC-3) care folosesc ca *oscilator pilot* generatorul autoblocat, practic sînt aceleaşi. Se recomandă ca acordul să se execute pe etaje. La început se acordează *oscilatorul pilot*. Totodată se întrerupe tensiunea de alimentare a etajelor următoare. Dacă la conectarea tensiunii de alimentare, în oscilatorul pilot nu apar oscilaţii, atunci urmează ca în primul rînd să se schimbe locul capetelor unei înfăşurări a *transformatorului bloking*. Existenţa oscilaţiilor se determină cu ajutorul osciloscopului.

După pornirea *oscilatorului pilot* se conectează celelalte etaje. În scopul obţinerii dimensiunilor şi liniarităţii date a imaginii, acordul GBC se poate face după mira de control, precum şi după oscilogramele tensiunilor şi curenţilor prezentate în schemele de principiu ale generatoarelor.

Înainte de începerea acordului, cursoarele potenţiometrelor de reglare a dimensiunii şi liniarităţii se trec pe poziţia de mijloc. Apoi, prin schimbarea elementelor alese ale schemei se obţin formele oscilogramelor corespunzătoare celor indicate în punctele de control ale schemei de principiu. De asemenea, în schemă se indică şi regimurile în curent continuu.

În continuare, acordul se efectuează cu ajutorul rezistenţelor variabile după imaginea mirei de control. În primul rînd se verifică corectitudinea regimului de sincronizare, se admite deranjarea sincronizării cadrelor numai pe poziţiile extreme ale cursorului potenţiometrului de reglare a frecvenţei cadrelor. Cea mai bună liniaritate şi dimensiunea necesară a imaginii pe verticală trebuie să se obţină pentru valori minime ale curentului consumat de *etajul final*. Pentru a verifica aceasta, în circuitul de colector al tranzistorului final se conectează un miliampermetru.

Capitolul 7

Sisteme de sincronizare a generatoarelor de baleiaj

7.1. Principii generale de construcție a sistemelor de sincronizare

7.1.1. Schema-bloc

Canalul de sincronizare a televizoarelor tranzistorizate sînt destinate pentru separarea *sincroimpulsurilor* de linii și de cadre și pentru sincronizarea oscilatoarelor din generatoarele de baleiaj. Pentru obținerea imaginii de televiziune este necesară o concordanță exactă a pozițiilor fasciculelor de explorare pe ecranele tuburilor videocaptor și cinescop. La partea de emisie a sistemului de televiziune, la începutul fiecărui cadru și fiecărei linii se intercalează impulsuri de frecvență foarte stabilă, care intră în compunerea semnalului complex de televiziune. Standardul de televiziune stabilește parametrii de bază ai semnalului de sincronizare: raportul dintre amplitudinile semnalului video și sincroimpulsurilor, frecvența de repetiție și durata impulsurilor de sincronizare și de stingere etc.

În fig. 7.1, *a* este prezentat semnalul video conform standardului de televiziune OIRT. Cerința ca însăși sincroimpulsurile să nu creeze zgomote pe imagine este satisfăcută printr-o dispunere reciprocă corespunzătoare a semnalelor de imagine și a impulsurilor de sincronizare. În acest scop *sincroimpulsurile se transmit peste nivelul de negru*, corespunzător celei mai mici străluciri a imaginii. De aceea sincroimpulsurile nu provoacă modulații de strălucire a imaginii și, prin urmare, nu exercită acțiuni perturbatoare. Pentru ca sincroimpulsurile să fie ușor de separat între ele, au durate diferite.

De exemplu, sincroimpulsurile de cadre au o durată de aproape 40 ori mai mare decît sincroimpulsurile de linii. Pentru ca pe timpul acțiunii sincroimpulsurilor de cadre să nu fie perturbată sincronizarea baleiajului de linii, impulsurile de cadre trebuie să aibă *crestături* de durată și frecvență corespunzătoare sincroimpulsurilor de linii.

În felul acesta au fost determinate cerințele de bază referitoare la semnalul complex de televiziune și la canalul de sincronizare a televizorului. Pe baza acestor cerințe se poate contura structura canalului de sincronizare. El trebuie să conțină un dispozitiv de separare a sincroimpulsurilor din semnalul video complex (separatorul după amplitudine), un dispozitiv de separare a sincroimpulsurilor de linii față de cele de cadre, dispozitive de comandă a oscilatoarelor pilot. În afară de aceasta,

canalul de sincronizare trebuie să satisfacă cerințele de adaptare cu sursa de semnal video și oscilatoarele sincronizate. Totodată trebuie să satisfacă condiția unei influențe mutuale cît mai mici posibile între oscilatoarele pilot ale generatoarelor de baleiaj, precum și calitatea necesară a baleiajului întreținut [43]. În fig. 7.1, *b* este prezentată schema-bloc a canalului de sincronizare a televizorului tranzistorizat, care răspunde tuturor cerințelor enumerate. Vom studia mai detaliat particularitățile fiecărui element al schemei.

7.1.2. Separatorul după amplitudine

Separatorul după amplitudine servește pentru separarea semnalului de sincronizare, compus din amestecul sincroimpulsurilor de cadre și de linii, din semnalul video complex. Separatorul pe tranzistor lucrează în regim de comutație analog separatorului cu tub electronic. Cu toate acestea, la elaborarea separatorului după amplitudine cu tranzistor este necesar să se ia în considerație proprietățile specifice ale tranzistoarelor și anume, rezistențele de intrare și de ieșire mici, instabilitatea la temperatură și variația în timp a parametrilor de bază, tensiuni admise de alimentare a colectorului mici, dispersia mare a parametrilor, cuplajele parazite între electrozi. Toate acestea influențează asupra funcționării schemei și uneori conduc la necesitatea complicării ei.

Așa, de exemplu, dacă la tubul electronic în domeniul de tăiere a curentului anodic uneori nu se ține seamă de curenții de scurgere ai tubului, apoi la tranzistoare această neglijare nu este permisă. Existența la tranzistor a curentului rezidual I_{co}, condiționat de generarea termică a purtătorilor, conduce la instabilitatea la temperatură a regimului de lucru. Pentru tranzistoarele cu germaniu, la temperatură normală curentul termic are o valoare de ordinul a 10—15 μA; cu creșterea temperaturii la fiecare 10° mărimea sa se dublează. La tranzistoarele cu siliciu I_{co} este mult mai mic (de ordinul a 0,5 μA). De aceea este de dorit ca în separatorul după amplitudine să se folosească tranzistoare cu siliciu.

Regimul tranzistorului separatorului (fig. 7.2, *a*) se alege astfel încît sincroimpulsurile să fie *limitate bilateral* (fig. 7.2, *b*); superior — pe seama saturării tranzistorului și inferior — pe seama tăierii curentului de colector. Regimul de tăiere trebuie să satisfacă condiția ca în circuitul de colector al tranzistorului să nu treacă semnalul imagine corespunzător celei mai mici străluciri. În caz contrar, dacă nivelul de tăiere nu este ales corect, este posibilă „pătrunderea" semnalelor de imagine în circuitul de colector al separatorului după amplitudine. Impulsurile de imagine amplificate acționează în acest caz asupra oscilatoarelor pilot ale generatoarelor de baleiaj asemenea zgomotului în impuls. Limitarea superioară a sincroimpulsurilor prin saturarea tranzistorului separator este necesară pentru ca amplitudinea sincroimpulsurilor la ieșirea separatorului să nu depindă de mărimea semnalului video de la intrarea sa. Totodată, regimul de sincronizare a generatoarelor de baleiaj nu va depinde de variația intensității cîmpului la locul de recepție și de variația amplificării canalului de recepție. Saturarea tranzistorului separator trebuie să fie asigurată pentru amplitudinea cea mai mică a semnalului video de intrare (fig. 7.2, *c*).

Acest regim se obține prin conectarea în circuitul de colector al tranzistorului a unei rezistențe de valoare suficient de mare. Datorită acesteia tensiunea pe colectorul tranzistorului U_c scade și se va asigura regimul de saturație pentru semnalele de intrare cele mai mici.

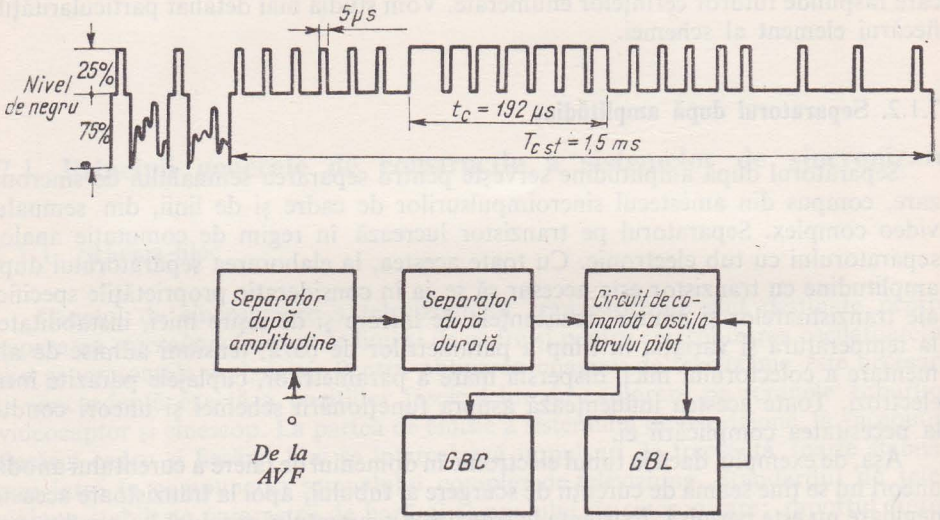


Fig. 7.1. Structura semnalului video (*a*) și schema bloc a canalului de sincronizare (*b*).

Regimul de tăiere, așa cum s-a remarcat, se obține prin alegerea corespunzătoare a parametrilor circuitului de intrare. Pentru separarea semnalelor de sincronizare este necesar să se fixeze nivelul de tăiere în circuitul bazei separatorului (fig. 7.2, *d*). Rolul diodei de fixare a nivelului este îndeplinit de joncțiunea bază-emitor a tranzistorului [45]. Prin alegerea corespunzătoare a constantei de timp a circuitului bazei nivelul de tăiere se menține ceva mai sus de nivelul de negru. În fig. 7.2, *b*, *c*, este arătat procesul de extragere a sincroimpulsurilor din semnalul de imagine, proces realizat pe tranzistorul de tip *pnp*. Polaritatea semnalului video, aplicat la intrarea separatorului după amplitudine, trebuie să fie astfel încît tranzistorul să fie deblocat de către sincroimpulsuri. În felul acesta, în cazul aplicării la intrarea separatorului a semnalului video de polaritate negativă se folosește un tranzistor de tip *pnp*, iar în cazul aplicării semnalului video de polaritate pozitivă — un tranzistor de tip *npn*.

Fixarea nivelului de tăiere în circuitul de bază al separatorului după amplitudine, se realizează în felul următor: dacă în schema echivalentă a circuitului bazei (fig. 7.2, *d*) ar lipsi dioda *D*, atunci impulsurile de tensiune la ieșirea circuitului nu ar avea componentă continuă; cantitatea de electricitate acumulată de capacitatea C_1 atît timp cît la bornele condensatorului este aplicată partea negativă a tensiunii de intrare, adică pe timpul acțiunii sincroimpulsurilor, este egală cu cantitatea de electricitate acumulată pe intervalul de timp cînd tensiunea de intrare este pozitivă

(pauza dintre sincroimpulsuri). În prezența diodei, rezistența circuitului între punctele *ab* cînd dioda este deblocată (tensiune negativă) este diferită față de rezistența circuitului cînd dioda este blocată (tensiune pozitivă). Aceasta face ca în semnalul de ieșire să apară o componentă continuă de tensiune, care mută semnalul în domeniul valorilor pozitive (v. fig. 7.2, *b*).

Neajunsul schemei studiate îl constituie dependența strînsă a regimului de tăiere de parametrii tranzistorului. Într-adevăr, nivelul de tăiere va varia din cauza descăr-

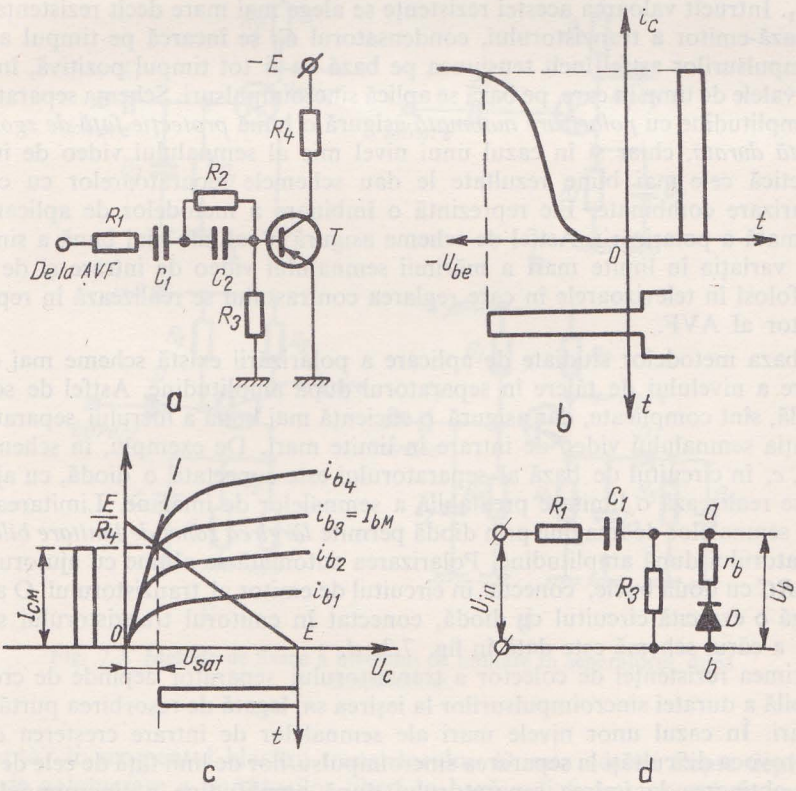


Fig. 7.2. Separatorul după amplitudine:

a – schema de principiu; *b*, *c*, – grafice care lămuresc funcționarea sa; *d* – schema echivalentă a circuitului de axare.

cării condensatorului C_1 prin curentul de scurgere al bazei în intervalul de timp în care lipsesc sincroimpulsurile. În afară de aceasta, tensiunea de încărcare a condensatorului C_1 depinde de căderea de tensiune pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului pe timpul acțiunii sincroimpulsurilor. De aceea, în prezent asemenea scheme de separatoare după amplitudine se folosesc destul de rar.

O sincronizare de calitate mai bună se poate obține cu ajutorul separatorului cu *polarizare automată*. Polarizarea automată se realizează prin conectarea în circuitul de bază sau de emitor al tranzistorului a unor circuite *RC* (fig. 7.3). În aceste scheme, în lipsa semnalului video la intrare, tranzistorul rămîne blocat, deoarece pe bază nu se aplică o polarizare negativă fixă. În cazul aplicării sincroimpulsurilor negative tranzistorul se deschide și condensatorul C_1 (fig. 7.3, *a*) se încarcă repede prin rezistența mică a joncțiunii bază-emitor; în cazul acțiunii semnalului pozitiv al imaginii tranzistorul se blochează și condensatorul C_1 se descarcă lent prin rezistența R_1. Întrucît valoarea acestei rezistențe se alege mai mare decît rezistența joncțiunii bază-emitor a tranzistorului, condensatorul C_1 se încarcă pe timpul acțiunii sincroimpulsurilor astfel încît tensiunea pe bază va fi tot timpul pozitivă, în afară de intervalele de timp în care pe bază se aplică sincroimpulsuri. Schema separatorului după amplitudine cu *polarizare automată* asigură o bună *protecție față de zgomotele de scurtă durată*, chiar și în cazul unui nivel mic al semnalului video de intrare. În practică cele mai bune rezultate le dau schemele separatoarelor cu circuite de polarizare combinate. Ele reprezintă o îmbinare a metodelor de aplicare fixă și automată a polarizării. Astfel de scheme asigură o calitate mai bună a sincronizării la variația în limite mari a mărimii semnalului video de intrare și de aceea se pot folosi în televizoarele în care reglarea contrastului se realizează în repetorul pe emitor al AVF.

Pe baza metodelor studiate de aplicare a polarizării există scheme mai eficace de fixare a nivelului de tăiere în separatorul după amplitudine. Astfel de scheme, de regulă, sînt complicate, dar asigură o eficiență mai bună a lucrului separatorului la variația semnalului video de intrare în limite mari. De exemplu, în schema din fig. 7.3, *c*, în circuitul de bază al separatorului este conectată o diodă, cu ajutorul căreia se realizează o limitare prealabilă a semnalelor de imagine. Limitarea prealabilă a semnalelor de imagine prin diodă permite *lărgirea zonei de limitare bilaterală* a separatorului după amplitudine. Polarizarea automată se obține cu ajutorul unui circuit *RC* cu două bucle, conectat în circuitul de emitor al tranzistorului. O acțiune analoagă o exercită circuitul cu diodă, conectat în emitorul tranzistorului separatorului, a cărui schemă este dată în fig. 7.3, *d*.

Mărimea rezistenței de colector a tranzistorului separator depinde de creșterea admisibilă a duratei sincroimpulsurilor la ieșirea sa, legată de resorbirea purtătorilor secundari. În cazul unor nivele mari ale semnalelor de intrare creșterea duratei poate provoca dificultăți la separarea sincroimpulsurilor de linii față de cele de cadre. Pentru obținerea la ieșirea separatorului după amplitudine a sincroimpulsurilor cu front abrupt este necesar ca la intrarea sa să se aplice semnale cu nivele relativ mari sau, așa cum s-a arătat mai sus, să se reducă pragul de saturare. Totuși aceasta poate conduce la mărirea duratei impulsurilor la intrare și de asemenea la scăderea semnalului de imagine în circuitul de colector al separatorului prin capacitatea parazită a joncțiunii bază-colector.

În timpul elaborării schemei separatorului după amplitudine pe tranzistor este necesar să se aibă în vedere posibilitatea distorsionării sincroimpulsurilor din cauza inerției proceselor de comutație. Dacă pe baza tranzistorului se aplică o tensiune în impuls a cărei amplitudine depășește mărimea necesară pentru regimul de saturație

atunci o parte din purtătorii liberi de sarcini, sosiți din emitor, se aglomerează în zona bazei. Aceste sarcini vor menține curentul de colector și după ce tensiunea pe bază scade la zero. Numai după ce se încheie resorbirea acestor sarcini, curentul de colector începe să se micșoreze. Pe timpul resoribrii, dacă tranzistorul este blocat pe bază, curentul de colector se micșorează puțin și în impulsul de ieșire se formează

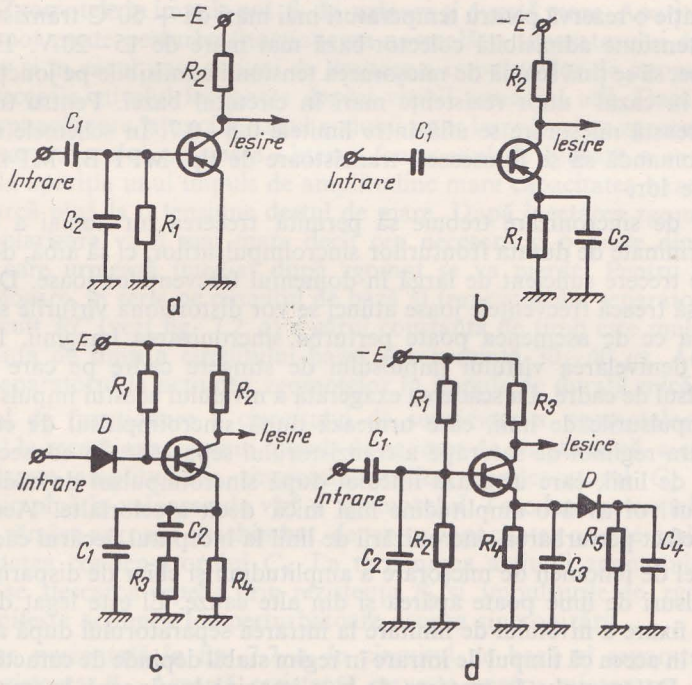


Fig. 7.3. Metode de fixare a nivelului de limitare în separatorul după amplitudine.

o „treaptă" în momentul blocării tranzistorului. Durata acestei trepte depinde de gradul de aglomerare a purtătorilor liberi în bază, adică de curentul de emitor și de condiția de recombinare a acestor purtători.

Asupra formei sincroimpulsurilor extrase de separatorul după amplitudine influențează de asemenea proprietățile de frecvență ale tranzistorului. Pentru a se obține o durată acceptabilă a frontului sincroimpulsului de linii de 0,2—0,5 μs, frecvența limită a tranzistorului utilizat în etajul separator nu trebuie să fie mai mică de 1—2 MHz. În prezent, se elaborează în mod special tranzistoare de înaltă frecvență cu prag de tăiere mic pentru separatorul după amplitudine. Astfel de tranzistoare admit o cădere de tensiune mică între colector și emitor în stare de saturație, ceea ce mărește coeficientul de amplificare în tensiune. O deosebită importanță

o capătă reducerea mărimii curentului termic al tranzistoarelor pînă la 0,5 μA şi mai jos. Pentru a se obţine o separare bună a sincroimpulsurilor din semnalul video complex, în cazul unei amplitudini mici a acestuia, este necesar să se ia un tranzistor cu coeficient de amplificare în curent mare (de ordinul a 50—100). În cazul aplicării la intrarea separatorului a unui semnal video de amplitudine mare (pînă la 10 V) tensiunea între bază şi colector este de acelaşi ordin. De aceea, luîndu-se în consideraţie o rezervă pentru temperaturi mai mari de + 50°C tranzistorul trebuie să aibă o tensiune admisibilă colector-bază mai mare de 15—20 V. Este necesar, de asemenea, să se ţină seamă de micşorarea tensiunii admisibile pe joncţiunea colector-emitor în cazul unor rezistenţe mari în circuitul bazei. Pentru tranzistoarele sovietice această micşorare se află între limitele 0,5—0,7. În schemele de sincronizare se recomandă să se folosească tranzistoare de tip MP11B, MP42B, KT 315 şi similarele lor.

Canalul de sincronizare trebuie să permită trecerea nu numai a frecvenţelor înalte, determinate de durata fronturilor sincroimpulsurilor, ci să aibă, de asemenea, o bandă de trecere suficient de largă în domeniul frecvenţelor joase. Dacă canalul nu va lăsa să treacă frecvenţele joase atunci se vor distorsiona vîrfurile sincroimpulsurilor, ceea ce de asemenea poate perturba sincronizarea imaginii. Deosebit de gravă este denivelarea vîrfului impulsului de stingere cadre pe care este dispus sincroimpulsul de cadre. La scăderea exagerată a nivelului acestui impuls este posibil ca sincroimpulsurile de linii, care urmează după sincroimpulsul de cadre, să nu poată asigura regimul de saturaţie a tranzistorului separator. În consecinţă sincroimpulsurile de linii, care urmează imediat după sincroimpulsul de cadre la ieşirea separatorului vor avea o amplitudine mai mică decît a celorlalte. Aceasta poate avea drept efect perturbarea sincronizării de linii la începutul fiecărui cadru.

Un astfel de fenomen de micşorare a amplitudinii şi chiar de dispariţie a cîtorva sincroimpulsuri de linie poate apărea şi din alte cauze. El este legat de neajunsul schemei de fixare a nivelului de limitare la intrarea separatorului după amplitudine, care constă în aceea că timpul de intrare în regim stabil depinde de caracterul variaţiei semnalului. De exemplu, la trecerea de la o imagine luminoasă la una întunecată, care se caracterizează prin variaţia amplitudinii semnalului video, va varia tensiunea pe condensatorul conectat în circuitul de bază al separatorului după amplitudine. Întrucît constanta de timp a circuitului bazei separatorului, în cel mai defavorabil caz, depăşeşte de 10 ori durata unei linii, tensiunea pe condensatorul bazei pe timpul cursei directe a baleiajului de linii variază foarte puţin. Prin urmare, o parte din sincroimpulsurile, care urmează după momentul trecerii de la imaginea luminoasă la cea întunecată va fi atenuată sau pierdută complet. De aceea, mărirea constantei de timp a circuitului bazei separatorului după amplitudine peste o anumită limită are drept efect înrăutăţirea calităţii sincronizării. Pe de altă parte, în cazul micşorării constantei de timp a circuitului bazei schema revine mai repede la regimul stabil. Totodată, însă, se micşorează stabilitatea la zgomote a separatorului, care va fi scos din regimul stabil chiar la acţiunea unor zgomote în impuls de scurtă durată. Se alege o mărime de compromis a constantei de timp a circuitului bazei, care se găseşte între limitele 10—50 μs.

Pentru televizoarele portabile cu tranzistoare și în mod deosebit pentru cele de automobil, o mare importanță o are protecția canalului de sincronizare față de zgomote. Recepția semnalelor de televiziune în orașe este întotdeauna însoțită de zgomote în impuls, care apar de la sistemele de aprindere ale automobilelor, de la contactele proaste ale aparatelor electrice de bord, de la motoarele cu colector, de la scurgerea sarcinilor de pe anodul al doilea al cinescopului și datorită multor altor cauze. Zgomotele în impuls pot fi de valoare și durată mare. Apariția impulsurilor de zgomot poate perturba funcționarea normală a separatorului după amplitudine. Chiar și în cazul unei acțiuni de limitare a impulsurilor de zgomot de către canalul de recepție, nivelul lor poate depăși vizibil semnalul util. Dacă nu se iau măsuri corespunzătoare, atunci în cazul acțiunii unor impulsuri de zgomot puternice la intrarea separatorului, se poate observa fenomenul de blocare a sa. El constă în aceea că la apariția unui impuls de amplitudine mare capacitatea bazei separatorului se încarcă pînă la o tensiune destul de mare. După încetarea zgomotului tensiunea de polarizare va fi mai mare decît cea necesară și o parte dintre sincroimpulsurile care urmează imediat după zgomot se va pierde. Pentru micșorarea duratei de blocare, în serie pe circuitul de bază al tranzistorului separator se conectează un circuit RC (vezi fig. 7.2, *a*) a cărui constantă de timp este mult mai mică decît constanta de timp a circuitului bazei și reprezintă 30—40 μs. Acest circuit protejează separatorul la acțiunea zgomotelor în impuls de durată mică.

Principiul de funcționare a circuitului de suprimare a zgomotelor constă în următoarele: la recepționarea unui impuls de zgomot de durată mică, a cărui amplitudine depășește amplitudinea sincroimpulsurilor, condensatorul C_2 se încarcă repede practic pînă la valoarea de vîrf a zgomotului. Totodată potențialul condensatorului C_1 rămîne aproape neschimbat, deoarece capacitatea sa este mult mai mare decît capacitatea condensatorului C_2. La terminarea acțiunii zgomotului condensatorul C_2 se descarcă repede prin rezistența R_2 și impulsurile de zgomot nu-și mai pot manifesta acțiunea lor perturbatoare asupra sincronizării.

În schema prezentată în fig. 7.2, *a*, în circuitul de bază al separatorului este conectată rezistența R_1. Această rezistență servește pentru micșorarea acțiunii de șuntare a capacității de intrare a separatorului după amplitudine asupra AVF. Totuși rezistența indicată împreună cu capacitatea de intrare a separatorului formează un filtru de joasă frecvență, care atenuează componentele de înaltă frecvență ale semnalului video și înrăutățește frontul sincroimpulsurilor. Din condiția de distorsionare admisibilă a fronturilor sincroimpulsurilor rezultă că valoarea rezistenței de separare din circuitul de bază al separatorului nu trebuie să depășească 20 kΩ.

Așadar, ca urmare a limitării bilaterale, la ieșirea separatorului după amplitudine se obține amestecul de sincroimpulsuri de cadre și linii de aceeași amplitudine, dar de durate diferite. Acum este necesar să se separe unele de celelalte și să se aplice la oscilatoarele pilot ale generatoarelor de baleiaj. Separarea sincroimpulsurilor de cadre și de linii în televizoarele tranzistorizate se realizează cu ajutorul circuitelor de integrare și de diferențiere.

7.1.3. Circuite de separare

Pentru separarea sincroimpulsurilor de cadre se folosesc circuite de integrare. O particularitate caracteristică a circuitului de integrare o constituie aceea că semnalul la ieşirea lui este proporţional cu integrala semnalului de intrare. Aceasta înseamnă că daca la intrarea circuitului de integrare se vor aplica impulsuri dreptunghiulare de aceeaşi amplitudine dar de durată mult diferită atunci la ieşire se formează impulsuri care diferă în aceeaşi măsură după amplitudine. Această proprietate a circuitelor de integrare se foloseşte pentru separarea sincroimpulsurilor de cadre faţă de cele de linii. Întrucît durata sincroimpulsurilor de linii este mult mai mică decît durata sincroimpulsurilor de cadre atunci în cazul aplicării la un circuit de integrare a amestecului sincroimpulsurilor, la ieşirea lui sincroimpulsurile de cadre vor avea o amplitudine mult mai mare decît cele de linii. Astfel, alegîndu-se parametrii circuitului de integrare, se poate obţine atenuarea necesară a sincroimpulsurilor de linii la ieşirea lui.

De regulă, în televizoarele portabile cu tranzistoare, pentru separarea sincroimpulsurilor de cadre, se folosesc circuite de integrare cu două sau trei celule. Aceasta se explică prin aceea că circuitele de integrare cu mai multe celule asigură în ultimă instanţă o stabilitate mai bună a sincronizării baleiajului. Numărul de celule ale circuitului de integrare este determinat de două condiţii: atenuarea cît mai mare posibilă a sincroimpulsurilor de linii şi înrăutăţirea admisibilă a pantei frontului anterior al sincroimpulsului de cadre la ieşirea circuitului. Pentru asigurarea unei calităţi bune a baleiajului întreţesut, panta frontului anterior a sincroimpulsului de cadre trebuie să fie cît mai mare posibil. Panta cea mai ridicată se obţine pe circuitul de integrare cu o singură celulă. Dar în felul acesta sincroimpulsurile de linii sînt puţin atenuate. Rezultate satisfăcătoare dau circuitele cu două şi trei celule. De obicei, celulele componente ale circuitelor de integrare sînt identice. Constanta de timp a componentelor circuitelor de integrare din motivele indicate mai sus se alege în limitele 45—80 μs pentru circuitele cu două celule şi 20—70 μs pentru circuitele cu trei celule.

Trebuie remarcat că utilizarea circuitelor de diferenţiere pentru separarea sincroimpulsurilor de linii în schemele cu tranzistoare se întîlneşte foarte rar. Aceasta se explică prin aceea că utilizarea sistemului de sincronizare inerţială, obligatorie pentru baleiajul pe tranzistoare, înlătură necesitatea sincronizării directe prin sincroimpulsuri de linii.

Circuitele de integrare şi diferenţiere formează două canale, prin care sincroimpulsurile de cadre şi linii se aplică pentru sincronizare la oscilatoarele pilot respective ale generatoarelor de baleiaj. Conectarea circuitelor la separatorul după amplitudine se face după diferite metode. O condiţie de bază pentru alegerea variantei de conectare o constituie influenţa mutuală a oscilatoarelor pilot ale baleiajelor de cadre şi linii. Ca urmare a acestui fapt în prezent nu se folosesc scheme cu un singur etaj de separare, care conţin numai separatorul după amplitudine.

Separarea sincroimpulsurilor de linii şi de cadre, în general vorbind, poate fi efectuată imediat după separatorul după amplitudine. Totuşi, pentru obţinerea

unei calități bune a sincronizării, după separator se recomandă să se conecteze un etaj suplimentar de amplificare. In afară de amplificator acest etaj, de regulă, indeplinește și rolul de limitator suplimentar.

Utilizarea după separator a amplificatorului limitator lărgește posibilitatea alegerii a diferite variante de oscilator pilot, micșorează probabilitatea de acțiune a unor tipuri de zgomot, îmbunătățește calitatea baleiajului întreținut prin separarea de către circuitul de intrare a sincroimpulsurilor de linii și cadre.

Astfel, cele mai simple scheme de separatoare, pe lîngă separatorul după amplitudine, au un etaj amplificator care poate fi realizat după schema repetorului pe emitor, a unui amplificator cu emitor comun sau a unui amplificator parafazic (amplificator cu ieșire în antifază). În schemele mai complexe de separatoare, pentru obținerea unei sincronizări de cadre de calitate mai bună, se folosesc amplificatoare separate pentru sincroimpulsurile de cadre care de obicei se conectează la ieșirea circuitului de integrare. De la aceste amplificatoare trebuie să se obțină impulsuri cu front abrupt cu amplitudine suficientă și o atenuare mare a sincroimpulsurilor de linii.

Tipul etajului final al separatorului se stabilește pe baza tipului schemei RAF și Φ și a metodei de adaptare a sa cu separatorul. La televizoarele tranzistorizate, unde în schemele discriminatorului RAF și Φ se folosește detectorul echilibrat, etajul final al separatorului îl constituie un *amplificator parafazic*. Cerința de bază a amplificatorului parafazic constă în aceea că la ieșirea sa trebuie să se obțină sincroimpulsuri de linii de aceeași amplitudine dar de polaritate diferită. Pentru aceasta, în circuitele de colector și de emitor ale tranzistorului din amplificatorul parafazic se conectează rezistențe de valoare aproape identică. De la aceste rezistențe prin condensatoare de separare, sincroimpulsurile de linii se aplică la schema discriminatorului RAF și Φ. Dacă nu se folosește un amplificator suplimentar pentru sincroimpulsurile de cadre, atunci în scopul atenuării influenței mutuale a oscilatoarelor pilot ale generatoarelor de baleiaj se recomandă ca circuitul de integrare să se conecteze în circuitul de colector al separatorului după amplitudine. Sincroimpulsurile de cadre extrase se aplică printr-un circuit de cuplaj la oscilatorul pilot al baleiajului de cadre. Circuitul de cuplaj trebuie să înlăture reacția inversă a impulsurilor oscilatorului pilot al baleiajului de cadre asupra oscilatorului pilot al baleiajului de linii și asupra canalului de sunet care este legat cu separatorul prin AVF.

În schemele în care nu se iau măsuri suplimentare de atenuare a reacției inverse a oscilatorului pilot al baleiajului de cadre, circuitele de diferențiere și integrare se conectează deseori la ieșirea etajului separator. Totodată, circuitul de integrare este compus, de regulă, din mai multe celule, ceea ce permite o atenuare mare a influenței mutuale a oscilatoarelor pilot. Dacă în sistemul RAF și Φ este utilizat discriminatorul nesimetric în raport cu sincroimpulsurile de linii, atunci în acest caz, la ieșirea separatorului este nevoie de sincroimpulsuri de linii de o singură polaritate. În aceste scheme etajul final al separatorului îl reprezintă un etaj de amplificare obișnuit realizat după schema cu emitor comun.

7.1.4. Sincronizarea directă

În televizoarele portabile tranzistorizate sincronizarea directă poate fi folosită numai pentru generatorul de baleiaj cadre. Pentru generatorul de baleiaj linii această sincronizare nu este utilizabilă din cauza inerției mari la blocarea tranzistorului etajului final al GBL.

Desenul din fig. 7.4 clarifică procesul sincronizării directe a oscilatorului pilot al baleiajului de cadre. Peste tensiunea de descărcare a condensatorului, care determină frecvența de repetiție a impulsurilor generatorului autoblocat, se suprapun sincroimpulsurile de cadre împreună cu ceea ce rămîne din sincroimpulsurile de linii după integrare. Din fig. 7.4 se vede că pentru regimul normal al sincronizării, frecvența proprie a generatorului autoblocat trebuie să fie ceva mai mică decît frecvența de succesiune a sincroimpulsurilor $\left(f_g = \frac{1}{T_g} > f_s = \frac{1}{T_s}\right)$. Atunci generatorul autoblocat va bascula în momentul depășirii de către sincroimpuls a pragului

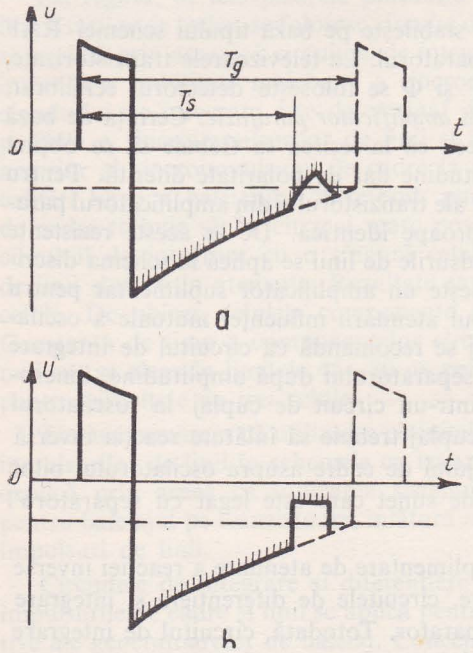


Fig. 7.4. Sincronizarea directă cu impulsul de cadre:
a – cu front mult înclinat; *b* – cu front abrupt.

de deblocare a tranzistorului. Cu toate acestea, frecvența proprie a generatorului autoblocat nu trebuie să fie cu mult mai mică decît frecvența sincroimpulsurilor. La micșorarea peste măsură a frecvenței proprii a generatorului autoblocat sincroimpulsul deblochează tranzistorul cu vîrful său, unde panta frontului este cea mai mică. De aceea, frecvența generatorului autoblocat nu trebuie să fie mult diferită

de frecvența sincroimpulsurilor pentru ca deschiderea tranzistorului să fie produsă de partea inferioară a impulsului, unde panta frontului este cea mai mare.

Dar nici apropierea prea mare a frecvenței proprii a generatorului autoblocat de frecvența sincroimpulsurilor, nu este permisă, deoarece în acest caz, după cum se vede în fig. 7.4, *a*, sincronizarea va fi perturbată de resturile sincroimpulsurilor de linii. În cazul unei pante mari a sincroimpulsului de cadre resturile sincroimpulsurilor de linii influențează într-o măsură mai mică (fig. 7.4, *b*). De obicei, perioada de succesiune a sincroimpulsurilor nu diferă de perioada oscilației generatorului autoblocat cu mai mult de 10%. Totodată coeficientul de atenuare a sincroimpulsurilor de linii trebuie să fie mai mare de 15—25. Regimul de sincronizare indicat se obține cu ajutorul unui circuit de integrare cu mai multe celule care are coeficientul necesar de atenuare a sincroimpulsurilor de linii și în același timp asigură panta maximă a sincroimpulsului de cadre la un nivel care se află ceva mai sus decît vîrfurile sincroimpulsurilor de linii atenuate. În televizoarele tranzistorizate se adoptă în special două metode de aplicare a sincroimpulsurilor la oscilatorul pilot al baleiajului de cadre: cu ajutorul unor circuite de separare în circuitul de bază al generatorului autoblocat sau cu ajutorul unei înfășurări suplimentare a transformatorului autoblocat în circuitul de colector. Totodată se ține seamă de polaritatea și amplitudinea sincroimpulsurilor. În circuitul de aplicare a sincroimpulsurilor se conectează deseori diode care previn pătrunderea impulsurilor generatorului autoblocat în schema separatorului. Practic, pentru sincronizarea generatorului de baleiaj cadre nu se folosesc scheme de sincronizare inerțială.

O influență însemnată asupra preciziei sincronizării o exercită panta mică a frontului anterior al sincroimpulsului. Trebuie spus însă că instabilitatea perioadei de oscilație a oscilatorului pilot este provocată în primul rînd de tensiunea zgomotelor. Asupra preciziei sincronizării influențează de asemenea în mare măsură instabilitatea tensiunii sursei de alimentare. Fluctuația perioadei de oscilație a oscilatorului pilot al GBC conduce la perturbarea baleiajului întreţesut și ca urmare a acesteia la pierderea definiției imaginii pe verticală.

7.1.5. Sincronizarea inerțială

Una dintre cerințele de bază impuse televizoarelor portabile tranzistorizate constă în obținerea unei imagini stabile în cazul funcționării lor la distanțe mari de telecentrul de emisie, într-o zonă cu intensitatea cîmpului mică. Această cerință determină structura sistemului de sincronizare a televizoarelor portabile. În cazul nivelelor mici ale semnalelor recepționate se mărește amplificarea lanțului de recepție, dar o dată cu aceasta încep să se resimtă zgomotele de fluctuație. Ele modulează haotic sincroimpulsurile în durată și în amplitudine, provocînd schimbarea momentelor de basculare a oscilatoarelor pilot ale generatoarelor de baleiaj. Ca rezultat al acestui fenomen, pe ecranul televizorului, liniile verticale apar cu crestături. În cazul sincronizării directe nu este posibilă o luptă eficace împotriva acestui tip de zgomote.

Pentru a mări eficacitatea protecției față de zgomote a sincronizării baleiajului de linii al televizorului se utilizează scheme inerțiale de sincronizare cu reglare automată a frecvenței și fazei oscilatorului pilot al generatorului de baleiaj linii. În afară de cerința stabilității la zgomote, utilizarea sistemului de sincronizare inerțială este condiționată de frecvența mai ridicată a baleiajului de linii și de defazajele destul de mari ale impulsurilor de ieșire în raport cu impulsurile oscilatorului pilot.

Oscilatorul trebuie să lucreze cu frecvența și faza absolut egale cu frecvența și faza sincroimpulsurilor. Schema de sincronizare inerțială servește pentru compararea frecvenței și fazei oscilațiilor baleiajului de linii cu frecvența și faza sincroimpulsurilor de linii. În cazul neconcordanței acestor frecvențe sau faze schema respectivă de acord automat acționează asupra oscilatorului pilot al baleiajului de linii și schimbă frecvența sa pînă la coincidență. O altă particularitate a acestei metode de sincronizare constă în inerția sa. În schema de reglare automată compararea se efectuează într-un interval de timp relativ mare care este determinat de constanta de timp a sistemului. De aceea, distorsionarea sau pierderea unor sincroimpulsuri condiționate de acțiunea zgomotelor nu joacă un rol prea mare.

În cazul general schema de sincronizare inerțială a baleiajului de linii conține un circuit de cuplaj cu separatorul, un discriminator de fază, un amplificator de curent continuu, un filtru de joasă frecvență, un dispozitiv de reglare a frecvenței și un circuit de cuplaj al discriminatorului cu ieșirea baleiajului de linie. Elementul de bază al schemei de sincronizare inerțială (reglare automată a frecvenței și fazei — RAF și Φ) îl constituie discriminatorul de fază care în urma comparării din punct de vedere al fazei a sincroimpulsurilor cu tensiunea de la etajul final al baleiajului de linii, produce o tensiune continuă, proporțională cu diferența de fază dintre impulsurile indicate. În afară de aceasta, polaritatea tensiunii continue de eroare la ieșirea discriminatorului depinde de semnul defazajului semnalelor comparate.

Tensiunea eroare la ieșirea discriminatorului de fază este amestecată cu zgomote în impuls. Pentru înlăturarea lor se utilizează un *filtru de joasă frecvență* care se conectează la ieșirea discriminatorului de fază. Filtrul de joasă frecvență suprimă componenta alternativă a semnalului de ieșire, rămînînd numai componenta continuă. Trebuie precizat că într-adevăr, tensiunea la ieșirea discriminatorului nu este riguros constantă. Ea variază cu o frecvență foarte joasă determinată de viteza de fugă a frecvenței oscilatorului pilot, de exemplu la variația temperaturii. *Tensiunea eroare*, uneori, este amplificată de un amplificator de curent continuu și apoi aplicată la circuitul de bază al tranzistorului oscilatorului pilot. Frecvența de oscilație a generatorului autoblocat depinde de tensiunea de polarizare pe baza tranzistorului. De aceea, variația mărimii tensiunii eroare va modifica frecvența de oscilație a generatorului autoblocat. Însă variația frecvenței generatorului autoblocat va avea loc în sensul invers de variație a frecvenței provocată de instabilitatea funcționării sale.

În cazul egalității frecvenței și fazei sincroimpulsurilor și ale impulsurilor oscilatorului pilot, tensiunea la ieșirea discriminatorului de fază va fi egală cu zero. În acest caz, pe baza oscilatorului pilot nu va exista tensiune eroare și frecvența sa nu se va modifica. Dacă, de exemplu, dintr-o cauză oarecare s-ar mări frecvența oscilatorului pilot în comparație cu frecvența sincroimpulsurilor, atunci, datorită buclei de reacție închise, discriminatorul de fază generează o tensiune eroare de

o astfel de polaritate încît acțiunea sa pe baza tranzistorului are drept efect micșorarea frecvenței generatorului autoblocat pînă la coincidența cu frecvența sincroimpulsurilor. Procesul invers de reglare a frecvenței are loc în mod analog. Pentru stabilirea inițială a frecvenței oscilatorului pilot în schema sincronizării inerțiale există un element de reglare a frecvenței liniilor, cu ajutorul căruia se poate varia tensiunea continuă de polarizare fixă pe baza generatorului autoblocat.

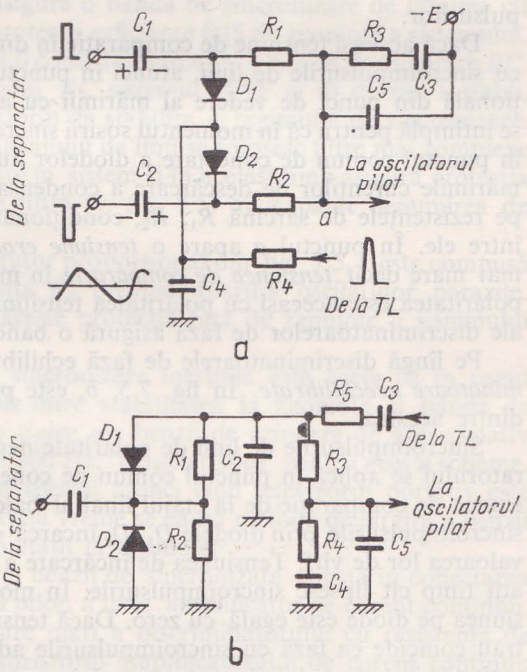


Fig. 7.5. Scheme de principiu ale discriminatoarelor:
a echilibrat; *b* neechilibrat.

Funcționarea discriminatoarelor de fază, utilizate în televizoarele portabile tranzistorizate se bazează pe principiul detecției de vîrf. Se folosesc în special două tipuri de detectoare de vîrf: echilibrate (simetrice în raport cu sincroimplusurile de linii) și neechilibrate (nesimetrice). În fig. 7.5, este prezentat discriminatorul de fază cu detector de vîrf echilibrat. Pentru funcționarea normală a acestui detector este necesar să se dispună de două sincroimpulsuri de linii identice din punct de vedere al amplitudinii dar de polarități diferite. De aceea, la ieșirea separatorului trebuie să existe în mod obligatoriu un amplificator parafazic. La punctul mediu dintre diodele discriminatorului se aduce o tensiune în dinte de fierăstrău, care se formează din impulsurile cursei inverse cu ajutorul unui circuit de integrare.

Pe timpul acțiunii sincroimpulsurilor, diodele se deschid și asigură calea de încărcare a condensatoarelor C_1 și C_2 prin tranzistorul amplificatorului parafazic. După terminarea acțiunii sincroimpulsurilor aceste condensatoare se descarcă prin rezistențele de sarcină ale detectorului R_1, R_2 și tranzistorul amplificatorului para-

fazic. Întrucît schema detectorului este simetrică, adică $C_1 = C_2$ și $R_1 = R_2$, atunci curenții de descărcare sînt egali ca mărime și în antifază. Prin urmare dacă la punctul mediu de conectare a diodelor nu se aplică *tensiunea de comparație în dinte de ferăstrău* la ieșirea discriminatorului (în punctul *a* tensiunea va fi egală cu zero). Același fenomen se observă cînd tensiunea de comparație în dinte de ferăstrău în momentul sosirii sincroimpulsurilor trece prin zero. Acest lucru se întîmplă cînd există egalitate între frecvențele și fazele oscilațiilor generatorului și ale sincroimpulsurilor.

Dacă aceeași tensiune de comparație în dinte de ferăstrău este defazată în raport cu sincroimpulsurile de linii, atunci în punctul *a*, apare o tensiune eroare, proporțională din punct de vedere al mărimii cu această diferență de fază. Acest lucru se întîmplă pentru că în momentul sosirii sincroimpulsurilor, tensiunea de comparație în punctul comun de conectare a diodelor nu este egală cu zero. Totodată variază mărimile curenților de descărcare a condensatoarelor C_1, C_2 și căderile de tensiune pe rezistențele de sarcină R_1, R_2, condiționate de acești curenți nu mai sînt egale între ele. În punctul *a* apare o *tensiune eroare* a cărei mărime este de două ori mai mare decît *tensiunea de comparație* în momentul sosirii sincroimpulsurilor, iar polaritatea este aceeași cu polaritatea tensiunii de comparație. Schemele echilibrate ale discriminatoarelor de fază asigură o bandă de sincronizare suficient de largă.

Pe lîngă discriminatoarele de fază echilibrate se utilizează destul de des *discriminatoare neechilibrate*. În fig. 7.5, *b*, este prezentată schema simplificată a unuia dintre acestea.

Sincroimpulsurile de linii de polaritate negativă aduse de la etajul final al separatorului se aplică în punctul comun de conectare a diodelor. Presupunem că tensiunea de comparație de la etajul final al baleiajului de linii lipsește. În acest caz, sincroimpulsurile prin diodele D_1, D_2 încarcă condensatorul de separare C_1 pînă la valoarea lor de vîrf. Tensiunea de încărcare a condensatorului C_1 blochează diodele atît timp cît lipsesc sincroimpulsurile. În momentul sosirii sincroimpulsurilor tensiunea pe diode este egală cu zero. Dacă tensiunea de comparație în dinte de ferăstrău coincide ca fază cu sincroimpulsurile adică dacă el trece prin zero pe timpul acțiunii sincroimpulsurilor, atunci, mărimea tensiunii în punctul comun de conectare a diodelor nu se schimbă. În cazul cînd tensiunea de comparație în dinte de ferăstrău este în avans de fază față de sincroimpulsuri, atunci, în momentul sosirii sincroimpulsurilor, în acest punct apare o tensiune negativă. Aceasta, prin dioda D_2, încarcă condensatorul C_2, ceea ce conduce la apariția la ieșirea discriminatorului a unei tensiuni negative. Cînd tensiunea de comparație în dinte de ferăstrău este defazată în urma sincroimpulsurilor, la ieșirea discriminatorului apare o tensiune pozitivă a cărei mărime depinde de mărimea diferenței de fază.

Discriminatoarele de fază neechilibrate sînt mai puțin critice la dispersia parametrilor elementelor care intră în compunerea lor în comparație cu cele echilibrate. Ele permit obținerea unei calități satisfăcătoare a sincronizării baleiajului de linii. Discriminatoarele neechilibrate pot avea unele diferențe neînsemnate de la o variantă de schemă la alta.

Tensiunea de comparație pentru discriminator se formează, de regulă, din impulsul cursei inverse a baleiajului de linii prin integrarea sa. O condiție necesară

pentru regimul de acord automat în frecvență și fază a oscilatorului pilot al baleiajului de linii, o constituie *intersectarea caracteristicilor discriminatorului și oscilatorului pilot.* Regimul normal de sincronizare se obține prin alegerea polarității impulsurilor cursei inverse, deoarece de polaritatea lor depinde panta caracteristicii discriminatorului în domeniul de sincronizare.

La ieșirea discriminatorului se conectează în mod obligatoriu un filtru de joasă frecvență. Parametrii săi trebuie să asigure o bandă de sincronizare de lărgime cît mai mare posibilă, în condițiile unei protecții suficiente față de zgomote a sistemului. Cel mai simplu filtru de joasă frecvență îl constituie circuitul obișnuit de integrare *RC.* Totuși, o dată cu utilizarea circuitului *RC* sistemul RAF și Φ devine instabil, deoarece este posibil un proces oscilatoriu de stabilire a regimului de sincronizare. De aceea în sistemul RAF și Φ a baleiajului de linii se folosesc filtre mai complexe care permit evitarea oscilațiilor parazite în sistem și în același timp asigură protecția necesară față de zgomote. Astfel de filtre (v. fig. 7.5) au căpătat denumirea de *integratoare proporționale.*

De exemplu, schema filtrului integrator proporțional din fig. 7.5, *c* este compusă din elementele: R_3, C_3, C_5. Rezistența R_3 previne apariția oscilațiilor parazite. În cazul măririi capacității C_5, se mărește protecția față de zgomote a sistemului și se îngustează banda de prindere.

Neajunsul schemelor studiate de sincronizare inerțială este acela că în cazul utilizării lor se admite un *compromis* între stabilitatea la zgomote și banda de prindere. În afară de aceasta valorile tipice ale benzii de prindere de aproximativ 700 Hz, și ale benzii de trecere de 800 Hz, caracteristice pentru aceste scheme, nu sînt întotdeauna satisfăcătoare, în special atunci cînd televizorul portativ este utilizat în automobil. De aceea, în ultima vreme se caută metode de lărgire a benzii de sincronizare fără înrăutățirea stabilității la zgomote.

Cea mai simplă metodă de lărgire a benzii de sincronizare constă în conectarea între sistemul RAF și Φ și oscilatorul pilot, a unui amplificator de curent continuu. În scopul adaptării rezistenței de ieșire mari a discriminatorului cu rezistența de intrare mică a oscilatorului pilot, tranzistorul amplificatorului de curent continuu este de dorit să fie conectat după schema cu colector comun.

7.2. Scheme practice ale canalului de sincronizare

7.2.1. Separator cu două etaje

În fig. 7.6 este prezentată schema de principiu a unui separator cu două etaje, care poate fi folosit pentru sincronizarea generatoarelor de baleiaj GBL-1 și GBC—2. Schema conține separatorul după amplitudine pe tranzistorul T_{24} tip P 16 (П 16) și amplificatorul parafazic pe tranzistorul T_{25} tip P 9A (П 9A).

Separatorul după amplitudine lucrează după principiul cunoscut. Tăierea curentului de colector se obține prin fixarea corespunzătoare a nivelului de limitare a

sincroimpulsurilor, care intră în compunerea semnalului video complex ce se aplică de la etajul final al AVF (v. fig. 3.4). Semnalul video de polaritate negativă se culege de pe o parte a sarcinii de colector a etajului final al AVF. O astfel de conectare a separatorului la AVF atenuează influența capacității de intrare a separatorului, care este de 100—150 pF, asupra caracteristicii de frecvență a amplificatorului

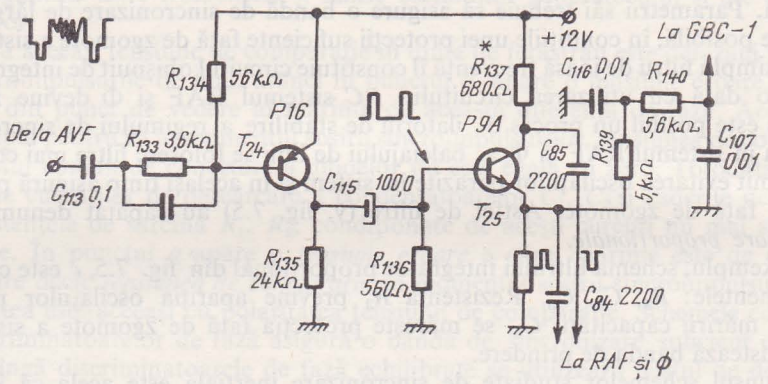


Fig. 7.6. Schema separatorului cu două etaje.

video. Condensatorul C_{113} și rezistența R_{134} s-au ales astfel încît să se asigure nivelul necesar de axare.

În circuitul de bază al separatorului după amplitudine sînt conectate elementele R_{133} și C_{114} (0,01 μF), care formează un circuit de suprimare a zgomotelor. Rezistența de colector R_{135} de valoare mare asigură limitarea sincroimpulsurilor în regim de saturație în cazul unei amplitudini minime a semnalului video de intrare.

Amestecul impulsurilor de sincronizare linii și cadre de polaritate pozitivă, se aplică prin condensatorul de separare C_{115} la circuitul de bază al amplificatorului parafazic. La ieșirea sa este necesar să se obțină sincroimpulsuri de linii de amplitudine identică dar de polaritate diferită, deoarece în sistemul RAF și Φ al blocului GBL-1 se folosește discriminatorul echilibrat în raport cu sincroimpulsurile. Pentru aceasta, în colectorul și emitorul tranzistorului T_{25} sînt conectate rezistențele R_{137} și R_{138} de valori identice.

La emitorul amplificatorului parafazic este conectat un circuit de integrare care separă sincroimpulsurile de cadre. El constă din două celule identice R_{139}, C_{116} și R_{140}, C_{107}. Sincroimpulsurile de cadre de polaritate pozitivă se aplică prin condensatorul de separare la circuitul de bază al generatorului autoblocat din blocul GBC-1 (v. fig. 6.8). Conectarea circuitului de integrare perturbă într-o oarecare măsură simetria amplificatorului parafazic. De aceea, valoarea rezistenței R_{137} se alege din condiția egalității amplitudinilor sincroimpulsurilor de linii.

De pe sarcina de colector R_{137} și sarcina de emitor R_{138} ale amplificatorului parafazic, sincroimpulsurile de linii de polarizare pozitivă și respectiv negativă

se aplică prin condensatoarele de separare C_{84}, C_{85} la discriminatorul de fază realizat pe cele două diode D_{13}, D_{14} și rezistențele R_{93}, R_{94} (v. fig. 5.8). În același timp, de la etajul final al GBL-1 se aplică la discriminatorul de fază impulsul negativ de tensiune al cursei inverse, care fiind integrat de circuitul $R_{92}C_{83}$ se transformă în tensiune de comparație în dinte de ferăstrău. Tensiunea de ieșire a discriminatorului, prin filtrul de joasă frecvență C_{87} C_{88} R_{97} R_{98} se aplică pe baza generatorului autoblocat și comandă frecvența și faza baleiajului.

În schema îmbunătățită a GBC-1 (v. fig. 6.8) pentru sincronizarea generatorului autoblocat sînt necesare sincroimpulsuri de cadre negative. De aceea, în cazul utilizării schemei separatorului prezentată în fig. 7.6, circuitul de integrare trebuie conectat la colectorul amplificatorului parafazic.

Schema examinată a separatorului permite obținerea unei calități satisfăcătoare a sincronizării. Totuși în timpul sincronizării generatoarelor de baleiaj de putere este posibil să apară un cuplaj parazit între oscilatoare, deoarece sincroimpulsurile se iau practic din unul și același punct al schemei. Înlăturarea acestui neajuns este posibilă numai pe seama complicării schemei.

7.2.2. Separator cu trei etaje

O sincronizare de calitate mai bună se obține cu ajutorul separatorului cu trei etaje, a cărui schemă este prezentată în fig. 7.7. El poate fi utilizat în canalul de sincronizare a generatoarelor de baleiaj GBL-2 și GBC-2. Spre deosebire de separatorul cu două etaje, schema din fig. 7.7, pe lîngă separatorul după amplitudine (T_{26}) și amplificatorul parafazic (T_{27}), conține un etaj de amplificare a sincroimpulsurilor de cadre.

Acest etaj este realizat pe tranzistorul T_{28} tip MP 40 A (МП 40А) după schema cu emitor comun și amplifică sincroimpulsurile de cadre, separate de circuitul de integrare cu două celule R_{120}, C_{118} și R_{130} C_{119}. Sincroimpulsurile amplificate, de polaritate pozitivă, de la ieșirea amplificatorului suplimentar se aplică prin condensatorul de separare C_{106} la circuitul de bază al tranzistorului comutator T_{22} din schema GBC-2.

Separatorul după amplitudine și amplificatorul parafazic sînt analoage etajelor corespunzătoare ale schemei din fig. 7.6. Diferența constă numai în faptul că în schema cu trei etaje sînt folosite tranzistoare de calitate ridicată: în separatorul după amplitudine — tranzistorul de înaltă frecvență tip P416B (П416Б) cu prag de blocare mic iar în amplificatorul parafazic — tranzistorul cu siliciu KT315A. Folosirea tranzistoarelor speciale permite lărgirea gamei dinamice a separatorului după amplitudine și îmbunătățirea formei sincroimpulsurilor. În separatorul cu trei etaje este îmbunătățită, de asemenea, calitatea baleiajului întrețesut, deoarece sincroimpulsul de cadre de la ieșirea amplificatorului suplimentar are frontul anterior abrupt.

7.2.3. Canal de sincronizare perfecționat

În cazul utilizării televizorului portabil în automobil, cerințele referitoare la canalul de sincronizare cresc. Aceasta se explică în primul rînd prin creșterea nivelului zgomotelor, iar în al doilea rînd prin frecvența de repetiție diferită a sincroimpulsurilor semnalelor video sosite de la diferite centre de televiziune. Dacă canalul de sincronizare al televizorului de automobil are o bandă de prindere îngustă, atunci exploatarea televizorului este mult îngreuiată. Pe timpul deplasării automobilului apare necesitatea unui reacord destul de des al frecvenței baleiajului de linii și de

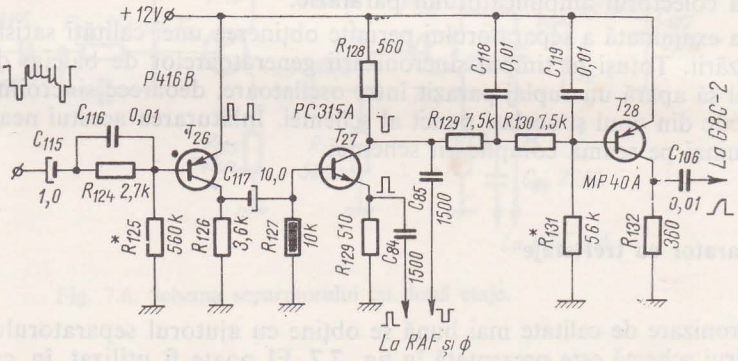


Fig. 7.7. Schema separatorului cu trei etaje.

cadre. De aici rezultă că pentru televizorul de automobil este necesar un canal de sincronizare protejat față de zgomote cu o bandă de prindere lărgită.

În fig. 7.8 este prezentată schema unui canal de sincronizare perfecționat. Ea conține două părți principale: schema de separare și sistemul de sincronizare inerțială. Separatorul are un amplificator limitator al semnalului video pe tranzistorul T_{26}, un separator după amplitudine pe tranzistorul T_{27}, circuitul de integrare cu două celule $R_{138}C_{110}$ și $R_{139}C_{111}$ și amplificatorul sincroimpulsurilor de cadre pe T_{28}. Această parte a schemei din fig. 7.8 poate fi folosită în canalul de sincronizare a generatoarelor de baleiaj GBC-3 și GBL-3, dacă sincroimpulsurile de linii pozitive, de la ieșirea separatorului după amplitudine, se aplică prin condensatorul C_{78} (v. fig. 5.14) la discriminatorul neechilibrat al blocului GBL-3, iar sincroimpulsurile de cadre de polaritate negativă se aplică prin condensatorul C_{97} (v. fig. 6.11) la circuitul de bază al generatorului autoblocat al blocului GBC-3. În acest caz nu mai este necesară cealaltă parte a schemei din fig. 7.8.

Semnalul complex video de polaritate pozitivă de la repetorul pe emitor al AVF se aplică la intrarea separatorului. Conectarea amplificatorului suplimentar pentru semnal video înaintea separatorului după amplitudine permite obținerea unei adaptări optime a separatorului cu AVF și lărgirea gamei dinamice de limitare a separatorului după amplitudine. Regimul amplificatorului este ales astfel încît

semnalul video să fie limitat parțial pe seama tăierii curentului de colector. În acest scop, divizorul pe rezistențele R_{131}, R_{132} aplică pe baza tranzistorului T_{26} o tensiune negativă de polarizare mică. Reacția negativă în amplificator, asigurată prin rezistența R_{133}, stabilizează regimul etajului și-l face în același timp dependent de amplitudinea semnalului de intrare.

Amestecul sincroimpulsurilor cu semnalul video limitat parțial se aplică prin circuitul de cuplaj R_{135}, C_{108} la intrarea separatorului după amplitudine care lu-

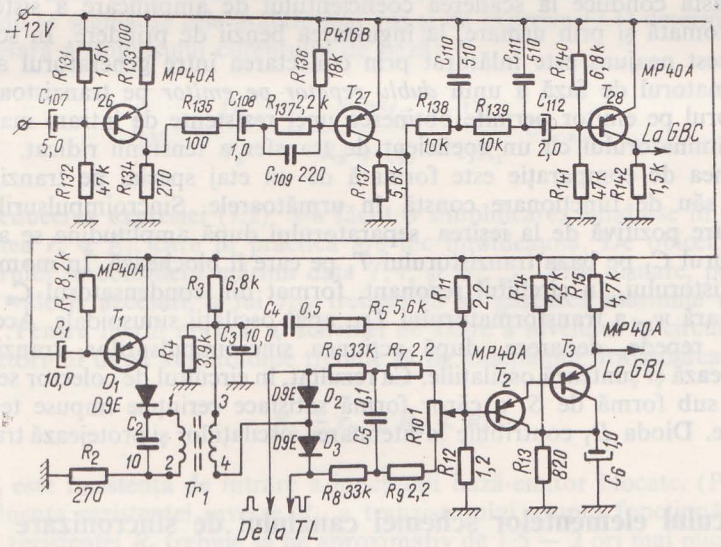


Fig. 7.8. Schema canalului de sincronizare perfecționat.

crează după principiul cunoscut. El produce *limitarea bilaterală* a sincroimpulsurilor și în consecință la ieșirea sa se formează impulsuri care nu depind de amplitudinea semnalului video de la intrare. În continuare, sincroimpulsurile de cadre sînt separate de către circuitul de integrare și apoi amplificate de amplificatorul realizat pe tranzistorul T_{28}. Acest amplificator, din punct de vedere al structurii și principiului de funcționare, este analog amplificatorului de intrare.

Utilizarea schemei studiate de separare a canalului de sincronizare din fig. 7.8 împreună cu oscilatorul sinusoidal al blocului GBL-3 permite obținerea unei benzi de prindere de pînă la 2,0 — 2,5 kHz în condițiile unei stabilități la zgomote satisfăcătoare. O calitate ridicată a sincronizării poate fi obținută, de asemenea, prin folosirea în GBL a generatorului autoblocat. Totuși pentru aceasta este necesară o complicare apreciabilă a sistemului de sincronizare inerțială.

A doua parte a schemei canalului de sincronizare din fig. 7.8 servește pentru obținerea unei benzi de prindere lărgite în cazul lucrului cu generator autoblocat. Ea reprezintă un sistem de sincronizare inerțială suplimentat cu formatorul ten-

siunii de comparație. Discriminatorul de fază de tip echilibrat pe diodele D_1 și D_2 lucrează oarecum altfel decît schemele asemănătoare examinate mai sus. Aici discriminatorul este echilibrat în raport cu impulsurile de polaritate diferită ale cursei de întoarcere, care se aplică de la înfășurări speciale ale transformatorului de linii. Tensiunea de comparație se formează din sincroimpulsurile de linii și se aplică la punctul mediu de conectare a diodelor discriminatorului.

După cum se știe, din cauza rezistenței de intrare mici a generatorului autoblocat, în discriminatorul de fază se conectează rezistențe de sarcină de valoare mică. Aceasta conduce la scăderea coeficientului de amplificare a sistemului de reglare automată și prin urmare, la îngustarea benzii de prindere. În schema din fig. 7.8 acest neajuns este înlăturat prin conectarea între generatorul autoblocat și discriminatorul de fază a unui *dublu repetor pe emitor* pe tranzistoarele T_2 și T_3. Repetorul pe emitor permite obținerea unei rezistențe de intrare mari și folosirea discriminatorului cu un coeficient de transfer a tensiunii ridicat.

Tensiunea de comparație este formată de un etaj special pe tranzistorul T_1. Principiul său de funcționare constă în următoarele. Sincroimpulsurile de linii de polarizare pozitivă de la ieșirea separatorului după amplitudine se aplică prin condensatorul C_1 pe baza tranzistorului T_1 pe care îl blochează. În momentul blocării tranzistorului, în circuitul rezonant, format din condensatorul C_2 și înfășurarea primară w_{12} a transformatorului Tr_1, apar oscilații sinusoidale. Acestea încetează însă repede, deoarece, după acțiunea sincroimpulsurilor, tranzistorul T_1 se deblochează și șuntează oscilațiile. Ca rezultat, în circuitul de colector se formează impulsuri sub formă de S, a căror formă satisface cerințele impuse tensiunii de comparație. Dioda D_1 contribuie la atenuarea oscilațiilor și protejează tranzistorul.

7.3. Calculul elementelor schemei canalului de sincronizare

7.3.1. Separatorul după amplitudine

Prin calculul separatorului după amplitudine (v. fig. 7.2, *a*) este necesar să se determine parametrii circuitelor de bază și de colector, care să asigure regimurile de *tăiere* și de *saturație* a curentului de colector în cazul unei amplitudini minime $U_{in\ min}$ a semnalului video de intrare. Aceasta înseamnă că axarea semnalului de intrare de către circuitul bazei trebuie astfel făcută încît partea sincroimpulsurilor care deblochează tranzistorul (U_{bM}) să asigure impulsul curentului de bază I_{bM}, necesar pentru aducerea tranzistorului în regim de saturație. În urma analizei schemei echivalente a circuitului de bază (v. fig. 7.2, *d*) nu este greu să se obțină următoarea expresie:

$$U_{bM} = \frac{\frac{r_b}{R_3}(q_s - 1)}{1 + \frac{R_1 + r_b}{R_3}(q_s - 1)} k_f U_{inmin} \qquad (7.1)$$

unde: $q_s = T/t_s$ este inversul coeficientului de umplere al sincroimpulsurilor de linii; r_b — rezistența de intrare a circuitului bazei (t_s și T — durata sincroimpulsurilor de linii și respectiv perioada lor de repetiție); k_f — coeficientul de formă al semnalului de intrare.

De exemplu, la transmiterea imaginii de control standard se poate considera $k_f \approx 0{,}5$.

Pentru alegerea regimului separatorului trebuie să se plece de la condiția ca separatorul să asigure lucrul normal pentru orice semnal video chiar și în cazul transmiterii unui cîmp întunecat. În acest caz $k_f \approx 0{,}25$.

Ținîndu-se seamă de cele arătate mai sus și de expresia (7.1) determinăm mărimea necesară a impulsului curentului de bază:

$$I_{bM} = \frac{U_{bM}}{r_b} = \frac{0{,}25(q_s - 1)}{R_3 + (q_s - 1)R_1} U_{in\ min}. \tag{7.2}$$

La deducerea expresiei (7.2), s-a făcut o simplificare, luîndu-se în considerație inegalitatea $r_b \ll R_1$, care în practică are loc întotdeauna. De obicei, în calculul separatorului se consideră mărimi date T, t_s și $U_{in\ min}$. Prin urmare, pentru determinarea valorii necesare a lui I_{bM} trebuie să se găsească mărimile rezistențelor R_1 și R_3. Pentru lucrul normal al schemei de axare a nivelului în circuitul de bază al separatorului după amplitudine trebuie să fie îndeplinită următoarea inegalitate:

$$R_1 + r_b \ll R_3 < R_{bl} \tag{7.3}$$

unde R_{bl} este rezistența de intrare a joncțiunii bază-emitor blocate. (Pentru a elimina influența rezistenței inverse R_{bl} a tranzistorului asupra funcționării schemei, mărimea rezistenței R_3 trebuie să fie aproximativ de 1,5 — 2 ori mai mică decît R_{bl}).

Mărimea capacității condensatorului de separare C_1 trebuie să fie suficient de mare pentru a nu distorsiona componentele de joasă frecvență ale semnalului și anume impulsurile de stingere și de sincronizare cadre. Practic această cerință este satisfăcută pentru

$$C_1 > \frac{180 \cdot 10^{-6}}{R_1}. \tag{7.4}$$

Așa cum s-a remarcat, circuitul de protecție față de zgomote R_2C_2 atenuează zgomotele în impuls de durată mică. De aceea pentru atenuarea eficace a zgomotelor este necesar ca constanta de timp a circuitului $\tau_2 = R_2 C_2$ să fie mai mică decît perioada baleiajului de linii și mult mai mică decît constanta de timp $\tau_1 = R_3 C_1$, adică

$$\tau_2 < T,\ \tau_2 \ll \tau_1. \tag{7.5}$$

Pe baza inegalității (7.5) nu este greu să se determine parametrii circuitului de protecție față de zgomote.

În continuare, se determină mărimea rezistenței R_4 din circuitul de colector al separatorului după amplitudine, care asigură regimul de saturație a tranzistorului pentru orice valori ale curentului de bază ce depășesc mărimea I_{bM}, care se calculează după formula (7.2). În cazul tranzistorului ales, aceasta este ușor de făcut după caracteristicile tensiune-curent de ieșire (v. fig. 7.2, *c*). Din desen se vede că dreapta de sarcină trebuie trasată astfel încît pentru $i_b = I_{bM}$ să se asigure regimul de saturație și în același timp $i_c = I_{cM}$. De aici, rezultă

$$R_4 = \frac{E - U_{sat}}{I_{cM}},$$

unde U_{sat} este tensiunea pe tranzistor, condiționată de rezistența de saturație.

Pentru mărimea dată a lui I_{bM} și tranzistorul ales, valoarea I_{cM} se determină după relația cunoscută

$$I_{cM} = \beta_{min} \cdot I_{bM},$$

unde β_{min} este valoarea minimă a coeficientului de amplificare în curent al tranzistorului ales.

În sfîrșit, din ultimile două relații obținem:

$$R_4 = \frac{E - U_{sat}}{\beta_{min} I_{bM}}. \tag{7.6}$$

Pentru lucrul sigur al separatorului după amplitudine se recomandă ca mărimea rezistenței R_4 să se ia mai mare decît cea calculată cu formula (7.6). Totodată nu este permis să se adopte o valoare prea mare deoarece este posibilă înrăutățirea fronturilor sincroimpulsurilor. Din condiția distorsionării admisibile a fronturilor rezultă

$$R_4 < \frac{\tau_f}{2{,}2\, C_p}, \tag{7.7}$$

unde τ_f este durata admisibilă a frontului sincroimpulsurilor,

C_p — capacitatea parazită a circuitului de colector compusă din capacitatea de ieșire a separatorului după amplitudine, capacitatea montajului și capacitatea de intrare a etajului următor.

Inegalitatea (7.7) este corectă, dacă rezistența de intrare a etajului următor este mult mai mare decît rezistența R_4. În caz contrar, în inegalitatea (7.7), în locul lui R_4, trebuie introdusă valoarea conexiunii în paralel a lui R_4 și a rezistenței de intrare a etajului următor.

În afară de faptul că rezistența R_4 este necesar să satisfacă relațiile (7.6) și (7.7) ea trebuie să aibă o astfel de valoare încît impulsul curentului de colector să nu depășească mărimea admisibilă $I_{c\,adm}$. De aceea,

$$R_4 > \frac{E}{k_a I_{c\,adm}}, \tag{7.8}$$

unde k_a este un coeficient de acoperire, de regulă egal cu 0,7 — 0,8.

Exemplul 7.1. Să se calculeze parametrii separatorului după amplitudine a cărei schemă este prezentată în fig. 7.2, *a*. Ca mărimi date considerăm $E = 12$ V și $U_{in\,min} = 2$ V, în cazul aplicării semnalului video de la etajul final al AVF la separator; presupunem de asemenea că se folosește tranzistorul tip P 16 (sau MP 42) care are următorii parametri: $U_{ce} = 30$ V, $I_{c\,adm} = 150$ mA, $\beta_{min} = 25$, $U_{sat} \approx 1$ V, $R_{ac} \approx 100$ kΩ.

Pentru a determina mărimea necesară a lui I_{bM} găsim mai întîi rezistențele R_1 și R_3. De obicei este suficient $R_3 = R_{ac}/(1{,}5-2)$. Admitem $R_3 = 0{,}5\,R_{ac} = 50$ kΩ. Presupunînd $R_1 \gg r_b$, conform inegalității (7.3) găsim:

$$R_1 = 0{,}05\,R_3 = 0{,}05 \cdot 50 \cdot 10^3 = 1\ \text{kΩ}.$$

Pentru $T = 64$ μs și $t_s = 5$ μs

$$q_s = \frac{64}{5} = 12{,}8.$$

În sfîrșit, după formula (7.2)

$$I_{bM} = \frac{0{,}25(12{,}8 - 1)}{50 \cdot 10^3 + (12{,}8 - 1)1 \cdot 10^3} \cdot 2 \approx 0{,}1\ \text{mA}$$

După formulele (7.4), (7.5) obținem;

$$C_1 > \frac{180 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^3} = 0{,}18\ \mu\text{F}$$

(Alegem $C_1 = 0{,}25$ μF). Deoarece $\delta_{coM} < R_2 \ll 50$ kΩ, alegem $R_2 = 3{,}6$ kΩ, iar $C_2 = 0{,}1$ $C_1 \approx 0{,}05$ μF.

După formula (7.6) găsim mărimea R_4:

$$R_4 > \frac{12 - 1}{25 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-3}} = 4{,}4\ \text{kΩ}$$

cu o oarecare rezervă alegem $R_4 = 5{,}6$ kΩ.

Pentru durata admisibilă a frontului impulsului $\tau_f = 1{,}5$ μs și V

$$C_p = C_{ies} + C_m + C_{in} \approx 100\ \text{pF},$$

mărimea obținută a lui R_4 satisface inegalitatea (7.7), deoarece

$$R_4 < \frac{1{,}5 \cdot 10^{-6}}{2{,}2 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 6{,}8\ \text{kΩ}.$$

mărimea găsită a lui R_4 satisface de asemenea inegalitatea (7.8):

$$R_4 > \frac{12}{0{,}7 \cdot 150 \cdot 10^{-3}} \approx 100\,\Omega.$$

7.3.2. **Amplificatorul-limitator**

Circuitul de cuplaj al etajului amplificator-limitator sau al amplificatorului parafazic cu separatorul după amplitudine (v. fig. 7.6) constă de obicei din condensatorul de separare C_c și rezistența de scurgere R_b din baza amplificatorului. Parametrii acestui etaj trebuie să fie astfel aleși încît să asigure transmiterea sincroimpulsurilor cu pierderi de amplitudine și distorsiuni cît mai mici.

S-a arătat mai sus că în cazul alegerii corecte a regimului de lucru al separatorului după amplitudine, la ieșirea sa se obțin sincroimpulsuri cu amplitudinea

$$U_{ies} = E - U_{sat}. \tag{7.9}$$

Din cauza valorilor mici ale tensiunii U_{sat} se poate considera cu aproximație $U_{ies} \approx E$.

La conectarea circuitului de cuplaj C_cR_b această egalitate nu mai este îndeplinită din cauza influenței procesului de încărcare a capacității C_c în intervalul de timp $T - t_s$. Ca urmare a acestui fapt, tensiunea de ieșire devine mai mică

$$U_{ies} = \frac{q_s R_b}{R_4 + q_s R_b} E. \tag{7.10}$$

Această tensiune se aplică la intrarea etajului următor. Din expresia (7.10) se vede că tensiunea U_{ies} este cu atît mai apropiată de E, cu cît este mai mare mărimea R_b. De aceea pentru creșterea coeficientului de transfer al circuitului de cuplaj este necesar ca

$$R_b \gg \frac{R_4}{q_s}. \tag{7.11}$$

Ultima limitare se obține din condiția trecerii sincroimpulsurilor de linii cu inversul coeficientului de umplere q_s. Evident că inegalitatea (7.11) nu este utilizabilă pentru alegerea parametrilor circuitului în cazul trecerii sincroimpulsurilor de cadre, deoarece pentru ele inversul coeficientului de umplere este mult mai mic. De aceea, pentru a nu se produce atenuarea amplitudinii sincroimpulsurilor de cadre într-o măsură mai mare decît a celor de linii constanta de timp a circuitului de cuplaj $\tau_c = R_bC_c$ trebuie să fie mult mai mare decît durata sincroimpulsurilor de cadre t_c, adică

$$\tau_c \gg t_c.$$

De aici

$$C_c \gg \frac{t_c}{R_b}. \tag{7.12}$$

Dacă amplificatorul următor pentru sincroimpulsuri introduce o limitare suplimentară datorată regimului de saturație, atunci calculul circuitului său de colector trebuie făcut după aceeași metodă a calculului circuitului de colector al separatorului după amplitudine. Pentru satisfacerea condiției distorsiunii admisibile a frontului sincroimpulsurilor de linii precum și a regimului admisibil din punct de vedere al curentului trebuie îndeplinită următoarea inecuație:

$$\frac{E}{0{,}7\, I_{M\ adm}} < R_{cs} < \frac{\tau_f}{2{,}2\, C_{pe}}, \tag{7.13}$$

unde R_{cs} este rezistența sarcinii de colector a amplificatorului, C_{pe} — capacitatea parazită de ieșire, $I_{M\ adm}$ — mărimea admisibilă a curentului în impuls prin tranzistor.

După inegalitatea (7.13) se poate verifica dacă tranzistorul ales asigură parametrii dați. În acest scop se folosește comod inegalitatea transformată

$$I_{M\ adm} \geqslant \frac{2{,}2\, C_{pe}}{\tau_f} E, \tag{7.14}$$

dedusă pe baza relației (7.13).

Întrucît amplificatorul lucrează pe timpul acțiunii sincroimpulsurilor în regim de saturație, pentru calculul amplitudinii impulsurilor de ieșire se poate folosi formula (7.9), dacă în ea se înlocuiește mărimea U_{sat} cu valoarea corespunzătoar a tranzistorului ales.

Exemplul 7.2. Ca exemplu, vom calcula amplificatorul limitator pe tranzistorul P 9A (II 9A). Considerăm mărimile date $E = 12$ V, $q_s = 12{,}8$, $R_4 = 5{,}6$ kΩ, $t_c = 192$ μs, $U_{sat} \approx 1$ V, $I_{M\ adm} = 150$ mA, $C_{pe} = 100$ pF, $\tau_f = 1{,}5$ μs. Presupunînd, conform inegalității (7.11) că membrul stîng este de zece ori mai mare decît membrul drept obținem:

$$R_b = \frac{10\, R_4}{q_s} = \frac{10 \cdot 5{,}6 \cdot 10^3}{12{,}8} = 4{,}4 \text{ kΩ}$$

(alegem $R_b = 4{,}7$ kΩ)

În mod analog, conform (7.12)

$$C_c = \frac{10\, t_c}{R_b} = \frac{10 \cdot 192 \cdot 10^{-6}}{4{,}7 \cdot 10^3} = 0{,}4\ \mu\text{F}$$

(alegem $C_c = 0{,}5$ μF).

După formula (7.10) găsim amplitudinea semnalului care se aplică la intrarea amplificatorului limitator

$$U_{ies} = \frac{12{,}8 \cdot 4{,}7 \cdot 10^3}{5{,}6 \cdot 10^3 + 12{,}8 \cdot 4{,}7 \cdot 10^3} \cdot 12 = 11 \text{ V}.$$

Conform inegalității (7.14)

$$I_{M\,adm} = 150 \text{ mA} > \frac{2{,}2 \cdot 100 \cdot 10^{-12}}{1{,}5 \cdot 10^{-6}} \cdot 12 \approx 2 \text{ mA},$$

de aceea tranzistorul P 9A este convenabil pentru amplificator.

Presupunînd că în inegalitatea (7.13) membrul drept este de două ori mai mare decît cel stîng obținem:

$$R_{cs} = 0{,}5 \frac{1{,}5 \cdot 10^{-6}}{2{,}21 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} \approx 3{,}3 \text{ k}\Omega.$$

Totodată este satisfăcută partea din stînga inegalității (7.13), deoarece

$$R_{cs} > \frac{12}{0{,}7 \cdot 150 \cdot 10^{-3}} \approx 100 \ \Omega.$$

7.3.3. **Circuitul de separare a sincroimpulsurilor de cadre**

După cum s-a remarcat, pentru separarea sincroimpulsurilor de cadre se folosesc circuite de integrare cu una, două sau trei celule. Aceste circuite au rolul de a suprima sincroimpulsurile de linii și de a asigura stabilitatea necesară a sincronizării oscilatorului pilot.

Să examinăm mai întîi circuitul de integrare cu o singură celulă care este caracterizat de constanta de timp $\tau_1 = RC$. Gradul de atenuare a sincroimpulsurilor de linii poate fi estimat prin coeficientul de atenuare k_{as}, care este aproximativ egal cu raportul dintre τ_1 și durata sincroimpulsurilor de linii, adică

$$k_{as} \approx \tau_1 t_l. \tag{7.15}$$

Panta frontului impulsului de ieșire depinde de constanta de timp a circuitului și prin urmare de mărimea k_{as}. Pentru calcule este comod să se folosească panta relativă a frontului care în cazul impulsului de intrare dreptunghiular se determină cu relația:

$$N_c = \frac{2}{k_{as}} e^{-\frac{2}{k_{as}}}. \tag{7.16}$$

Panta frontului sincroimpulsului de cadre trebuie să asigure o stabilitate acceptabilă a perioadei oscilațiilor generate de oscilatorul pilot. În cazul cunoașterii instabilității relative a nivelului de deblocare a tranzistorului oscilator $\Delta U/U_{in}$ instabilitatea perioadei oscilației ΔT_c se determină cu relația:

$$\Delta T_c = \frac{\Delta U}{U_{in}} \cdot \frac{2\,t_l}{N_c}. \qquad (7.17)$$

Întrucît de obicei $\tau_1 = (8-10)\,t_l$ și $T_c \approx 37\,t_l$, atunci amplitudinea tensiunii de ieșire U_{ies} este aproximativ egală cu amplitudinea tensiunii de intrare [46].

Circuitele de integrare cu mai multe celule permit mărirea pantei frontului sincroimpulsurilor de cadre și atenuarea mai puternică a impulsurilor de linii. Pentru a atenua influența impulsurilor de linii, punctul de pantă maximă a frontului anterior, care este caracterizat de timpul t_M, trebuie să se afle în jumătatea superioară a amplitudinii impulsului de ieșire.

De exemplu, pentru circuitul de integrare cu două celule, această condiție se îndeplinește dacă

$$t_M = 3{,}67\,t_l,\ \tau_2 = 1 \quad t_M, \qquad (7.18)$$

unde τ_2 este constanta de timp a unei celule a circuitului cu două celule.

Coeficientul de atenuare a sincroimpulsurilor de linii poate fi calculat cu următoarea formulă:

$$k_{as2} = \frac{U_{in}}{U_{ies\,s}} = \frac{1}{1 - 1{,}17\,e^{-\frac{0{,}38\,t_l}{\tau_2}} + 0{,}17\,e^{-\frac{2{,}62\,t_l}{\tau_2}}} \qquad (7.19)$$

Exemplul 7.3. Să se calculeze parametrii circuitului de integrare cu o singură celulă, în condițiile unei instabilități a perioadei de baleiaj cadre ΔT_c mai mici de 0,1% în cazul fluctuațiilor nivelului de blocare a tranzistorului oscilatorului pilot ΔU care reprezintă 20% din amplitudinea impulsurilor de intrare U_{in}. Presupunem de asemenea cunoscute $\Delta T_c = 5\,\mu s$ și $T_c = 20$ ms.

Pentru $T_c = 20$ ms 0,1% din el reprezintă 20 μs și, prin urmare, $\Delta T_c = 20\,\mu s$. În cazul $U_{in} = 1$ V, $\Delta U = 0{,}2$ V. Panta relativă a frontului impulsului de sincronizare cadre se găsește cu formula (7.17)

$$N_c = \frac{\Delta U}{U_{in}} \frac{2t_l}{\Delta T_c} = 0{,}2 \cdot \frac{2{,}5 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-6}} = 0{,}1.$$

După formula (7.16) nu este greu să se determine coeficientul de atenuare a sincroimpulsurilor de linii. Pentru aceasta o scriem sub forma

$$\ln N_c = \frac{2}{k_{as}} - \ln \frac{k_{as}}{2}.$$

Se poate demonstra că această egalitate este îndeplinită pentru $k_{as} = 15$. În sfîrșit, după formula (7.15) găsim mărimea necesară a constantei de timp a circuitului

$$\tau_1 \approx k_{as} t_l = 16 \cdot 5 = 80\ \mu s.$$

Pentru circuitul cu două celule după formulele (7.18)—(7.19) găsim:

$$t_M = 3{,}67 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 18{,}3\ \mu s,$$

$$t_2 = 1{,}17 \cdot 18{,}3 \cdot 10^{-6} = 21{,}4\ \mu s, \quad \frac{t_s}{\tau_2} = \frac{5}{21{,}4} = 0{,}24,$$

$$k_{as} = \frac{1}{1 - 1{,}17\ e^{-0,38 \cdot 0,24} + 0{,}17\ e^{-2,62 \cdot 0,24}} \approx 17.$$

7.3.4. Discriminatorul de fază

Fiecare braț al discriminatorului de fază (v. fig. 7.5, *a*) lucrează în regim de detecție de vîrf. Tensiunea pe sarcina discriminatorului este egală cu suma tensiunilor în impuls aplicate diodei. În fig. 7.9, *a* este arătată dispunerea reciprocă a

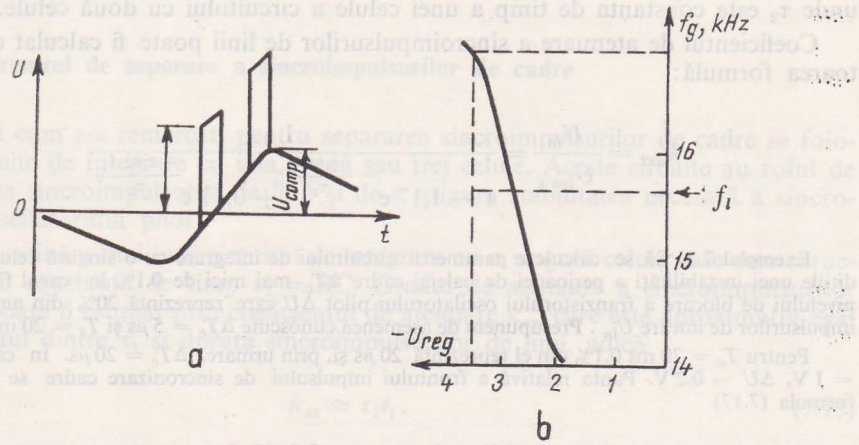


Fig. 7.9. Referitor la calculul discriminatorului:
a — dispunerea reciprocă a sincroimpulsurilor de amplitudine U_l și a tensiunii de comparație; *b* — caracteristica de reglare a generatorului autoblocat.

sincroimpulsurilor de linii și a tensiunii de comparație aplicate unei diode a discriminatorului. După cum se vede în fig. 7.9, *a*, tensiunea pe diodă este maximă în cazul diferenței maxime de fază $\Delta\varphi_M$ a tensiunilor comparate în limitele benzii de menținere și este egală cu amplitudinea tensiunii de comparație U_{comp}.

Evident că tensiunea redresată pe sarcina discriminatorului

$$U_d = 2k_d U_{comp}, \tag{7.20}$$

unde k_d este coeficientul de transfer al discriminatorului, iar coeficientul numeric ține seamă de lucrul ambelor ramuri ale discriminatorului.

Filtrul de joasă frecvență de la ieșirea discriminatorului separă din tensiunea U_d componenta continuă (tensiunea eroare):

$$\Delta E_d = \frac{q_s - 1}{q_s} 2k_d U_{comp}. \tag{7.21}$$

Mărimea tensiunii eroare ΔE_d, necesară pentru reglarea frecvenței oscilatorului pilot în banda Δf_{reg}, depinde de panta S_{reg} a caracteristicii de reglare a oscilatorului:

$$\Delta E_d = 2 \frac{\Delta f_{reg}}{S_{reg}}. \tag{7.22}$$

unde coeficientul numeric ia în considerație dispersia parametrilor schemei.

Mărimea necesară a amplitudinii tensiunii de comparație U_{comp} poate fi determinată pe baza analizei funcționării discriminatorului de fază. Din fig. 7.9, *a* se vede că dacă amplitudinea sincroimpulsului U_l va fi mai mică decît mărimea tensiunii de comparație, atunci pentru o poziție extremă a fazei, — $\Delta\varphi_M$ — dioda nu va putea fi deblocată de sincroimpuls ci de vîrful tensiunii de comparație. Aceasta provoacă înrăutățirea sensibilității reglării. Din fig. 7.9, *a* se poate de asemenea constata că în cazul cînd amplitudinea sincroimpulsului este mai mare decît tensiunea vîrf la vîrf a tensiunii de comparație, dioda este deblocată numai de sincroimpuls. Practic este suficient dacă sincroimpulsul este mai mare decît amplitudinea tensiunii de comparație de 2 — 2,5 ori, adică:

$$U_l = (2 - 2{,}5)U_{comp}.$$

De aici

$$U_{comp} = (0{,}4 - 0{,}5)U_l. \tag{7.23}$$

Amplitudinea sincroimpulsurilor este cunoscută în urma calculului etajului final al separatorului.

Astfel, cunoscînd mărimile ΔE_d și U_{comp}, calculate după formulele (7.22) și (7.23), conform relației (7.21) se poate determina k_d pe care trebuie să-l aibă discriminatorul pentru a asigura reglarea frecvenței oscilatorului pilot în limitele date:

$$k_d = \frac{q_s \Delta E_d}{2(q_s - 1)\, U_{comp}}. \tag{7.24}$$

După mărimea calculată a lui k_d determinăm parametrii discriminatorului echilibrat (v. fig. 7.5, *a*). Pentru calcul folosim teoria detectoarelor de impulsuri [44]. Conform— acestei teorii și fig. 7.5, *a*,

$$k_d = \frac{R_d}{R_d + q_s R_{ies}}, \tag{7.25}$$

unde R_{ies} este rezistența de ieșire a separatorului,

$$R_d = \frac{R_1 R_{inv\,d}}{R_1 + R_{inv\,d}}.$$

($R_{inv\,d}$ este rezistența diodei blocate).
Pe baza relației (7.25) nu este greu să se găsească

$$R_1 = R_2 = \frac{\dfrac{k_d}{1-k_d} q_s R_{ies}}{1 - \dfrac{k_d}{1-k_d} q_s \dfrac{R_{ies}}{R_{inv\,d}}}. \tag{7.26}$$

Mărimea capacității condensatoarelor de separare C_1, C_2 se alege din condiția scăderii admisibile a coeficientului de transfer al discriminatorului:

$$C_1 = 0{,}3\left(\frac{T_l}{R_d} + \frac{T_l}{R_{ies}}\right). \tag{7.27}$$

Exemplul 7.4. Să se calculeze parametrii discriminatorului de fază folosit în blocul GBL-1 (v. fig. 5.8) în condițiile asigurării benzii de reglare $\Delta f_{reg} = 500$ Hz.

Considerăm mărimile date $U_l = 5$ V, $R_{ies} = 1$ kΩ, $q_s = 12{,}8$, $T_l = 64$ μs, $t_l = 5$ μs.

În fig. 7,9, *b* este prezentată caracteristica de reglare experimentală $f_g = f(U_{reg})$ a generatorului autoblocat al blocului GBL-1. După caracteristica de reglare nu este greu să se determine panta de reglare $S_{reg} = 2$ kHz/V.

Cunoscînd S_{reg} și U_l, după formulele (7.22), (7.23) și (7.24) găsim

$$\Delta E_d = 2 \cdot \frac{1\,000}{2\,000} = 1 \text{ V},$$

$$U_{comp} = 0{,}5 \cdot 5 = 2{,}5 \text{ V},$$

$$k_d = \frac{12{,}8 \cdot 1}{2(12{,}8 - 1)2{,}5} = 0{,}22.$$

Astfel coeficientul de transfer al discriminatorului nu trebuie să fie mai mic de 0,22. În caz contrar nu se asigură domeniul dat de reglare a frecvenței generatorului.

Pentru diodele cu germaniu tip D 2E, D 9E, care se folosesc de obicei în discriminatorul de fază, $R_{inv\,d} \approx 200$ kΩ. De aceea, pentru $R_{ieș} \approx 1$ kΩ, care se întîlnește în cazul folosirii în separator a amplificatorului parafazic, după formula (7.26) găsim

$$R_1 = R_2 = \frac{\dfrac{0{,}22}{1-0{,}22} \cdot 12{,}8 \cdot 1 \cdot 10^3}{1 - \dfrac{0{,}22}{1-0{,}22} \cdot 12{,}8 \cdot \dfrac{1 \cdot 10^3}{200 \cdot 10^3}} \approx 4\,\text{k}\Omega.$$

Formula (7.26) dă limita minimă admisibilă pentru rezistențele de sarcină ale discriminatorului. Pentru a mări coeficientul de transfer al discriminatorului rezistența lor trebuie să se ia mai mare decît valoarea calculată după formula (7.26) de aproximativ 5—10 ori. De aceea, se alege $R_1 = R_2 = 33$ kΩ.

După formulele (7.25) și (7.27) găsim

$$R_d = \frac{33 \cdot 200}{33 + 200} \approx 19\,\text{k}\Omega$$

$$C_1 = 0{,}3\left(\frac{64 \cdot 10^{-6}}{19 \cdot 10^3} + \frac{5 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^3}\right) = 2\,500\ \text{pF}.$$

7.4. Construcția canalului de sincronizare

Pe lîngă cerințele constructive de bază (greutate și dimensiuni minime, densitate ridicată a montajului, siguranță în funcționare), impuse tuturor blocurilor televizorului portabil, construcția canalului de sincronizare trebuie să satisfacă cerința importantă a stabilității ridicate la zgomote. Asupra canalului de sincronizare exercită acțiuni perturbatoare nu numai zgomotele externe ci și cele interne, create de blocurile care lucrează în regim de impulsuri (generatoarele de baleiaj). Se folosesc două metode de luptă împotriva zgomotelor interne: metoda electrică și metoda constructivă. Metoda electrică presupune conectarea în diferite subansamble ale schemei a unor circuite de eliminare și de atenuare a zgomotelor; despre acestea a fost vorba mai sus. Metoda constructivă constă în montajul rațional și în ecranizare.

Pentru atenuarea influenței zgomotelor interne elementele canalului de sincronizare trebuie să se dispună cît mai departe posibil de etajele finale ale generatoarelor de baleiaj. În cazul densității mari a blocurilor în televizorul portabil, aceasta nu se poate realiza întotdeauna. De aceea, o mare importanță o au diferitele procedee de ecranizare. Se ecranează de regulă conductoarele de conexiuni din circuitele de cuplaj ale separatorului cu AVF și sistemul RAF și Φ, circuitul de stabilizare, elementele discriminatorului.

În rest, construcția canalului de sincronizare al televizorului portabil este destul de simplă. Ea este mult mai simplă, de exemplu, decît construcția generatoarelor de baleiaj sau a canalului de recepție. De regulă, schema canalului de sincronizare se montează pe placa cu circuite imprimate pe care sînt montate și generatoarele de baleiaj (v. construcția GBL-1 în fig. 5.14). Montarea pe placă separată a canalului de sincronizare nu este rațională din cauza prelungirii conexiunilor și legat de aceasta a înrăutățirii stabilității la zgomote.

În schemele studiate de canale de sincronizare (v. fig. 7.6, 7.7, 7.8) se folosesc piese radio obișnuite. Acestora nu li se impun cerințe ridicate referitoare la precizie, frecvență, putere disipată, pierderi. Întrucît etajele separatorului lucrează cu curenți slabi, în ele se pot folosi rezistențe de gabarit mic de tipurile MLT-0,25, VS-0,12 și alte tipuri similare lor. Condensatoarele este de dorit să fie de gabarit mic, destinate pentru montare verticală, de exemplu, K50-6, K 74-5 etc.

Schemele de separatoare cu două și trei etaje (v. fig. 7.6, 7.7) nu conțin detalii bobinate. De aceea atunci cînd sînt montate ocupă o porțiune relativ mică pe placa imprimată a generatoarelor de baleiaj. Schema mult mai complexă a separatorului, prezentată în fig. 7.8, necesită mărirea dimensiunilor plăcii, deoarece ea conține șase tranzistoare și un transformator. În scopul micșorării dimensiunilor plăcii este rațional ca transformatorul Tr_1 să fie realizat pe miez din oxifer M2000NM—11 de tip OȘ 4 × 4 (O Ш4×4). Înfășurarea primară w_{12} a transformatorului Tr_1 trebuie să conțină 600 spire din conductor PEV-20,15 (ПЭВ 2-20,15), iar înfășurarea secundară — w_{34} — 180 spire din același conductor.

7.5. Acordul canalului de sincronizare

Acordul canalului de sincronizare nu implică dificultăți serioase. Dacă înainte de montarea canalului se efectuează o verificare prealabilă a stării de funcționare a tranzistoarelor și diodelor, atunci după asamblarea canalului, se obține un regim de sincronizare normal.

În cazul perturbării sincronizării este necesar ca în primul rînd să se verifice regimurile etajelor separatorului. Pentru aceasta trebuie să se verifice în punctele de control cu ajutorul unui osilograf, corectitudinea oscilogramelor tensiunilor, ale căror forme tipice sînt date în schemele de principiu ale canalelor. Pe oscilograme sînt indicate de asemenea amplitudinile normale ale sincroimpulsurilor.

Pentru obținerea unui regim de lucru normal al separatorului în schemă sînt prevăzute rezistențe variabile. Așa, de exemplu, dacă gama dinamică a separatorului după amplitudine este mică, adică limitarea vîrfurilor sincroimpulsurilor în cazul unor semnale video de intrare este perturbată, trebuie mărită rezistența de colector a separatorului după amplitudine. Dacă în circuitul de colector al separatorului după amplitudine pătrund sub formă de zgomote impulsurile semnalului imagine, atunci trebuie verificată mărimea rezistenței de bază.

Simetrizarea impulsurilor de ieșire ale amplificatorului parafazic se realizează prin alegerea valorii uneia dintre rezistențele conectate în ramurile amplificatorului. Trebuie remarcat că pentru funcționarea corectă a sistemului de sincronizare inerțial sincroimpulsurile trebuie să deblocheze diodele discriminatorului de fază.

Capitolul 8

SURSE DE ALIMENTARE

8.1. Principii generale de construcție a surselor de alimentare

8.1.1. Cerințele surselor de alimentare

Utilizarea în televizoarele portabile a tranzistoarelor în locul tuburilor electronice permite reducerea considerabilă a energiei consumate pentru alimentare datorită lipsei circuitelor de încălzire, micșorării însemnate a tensiunii remanente pe tranzistor, randamentului mult mai ridicat al diferitelor scheme cu tranzistoare. Multitudinea modelelor de televizoare portabile, care folosesc schemele descrise aici, consumă o putere care se află între limitele 5—15 W. Această mărime a puterii consumate face posibilă utilizarea bateriilor transportabile, ceea ce condiționează calitatea televizorului tranzistorizat de a fi o construcție transportabilă.

Avantaje importante prezintă utilizarea televizorului portabil în automobil. Asemenea utilizare a televizoarelor impune unele limite în alegerea tensiunii de alimentare, deoarece pentru majoritatea automobilelor tensiunea bateriei de acumulatoare de bord este de 12 V. În cazul tensiunii de alimentare de 12 V și a mărimii indicate a puterii consumate curentul de consum reprezintă aproximatic 0,4—1,2 A. Se poate considera că durata medie de funcționare zilnică a televizorului portabil este de 4—5 ore. De aici rezultă că bateria portabilă de acumulatoare trebuie să aibă capacitatea maximă de 6 Ah.

La nivelul tehnic actual al producției bateriilor de acumulatoare de gabarit mic este foarte greu să se creeze baterii cu o asemenea capacitate și la un preț acceptabil, care să aibă greutate și dimensiuni mici. De exemplu, bateria de acumulatoare a televizorului „Iunosti" de tipul 10 NKG-3,5 D are capacitatea nominală de 3,5 Ah pentru un curent de descărcare de 0,35 A. Aceasta înseamnă că în cazul unui curent de consum de 1,2 A bateria poate lucra neîntrerupt trei ore. De aici rezultă că, pe de o parte, ca urmare a necesității reîncărcării dese a bateriei, în televizorul portabil trebuie să fie prevăzut un dispozitiv de alimentare de la rețeaua de curent alternativ, în cazul lucrului în condiții staționare, iar pe de altă parte, în cadrul proiectării și calculului blocului televizorului trebuie acordată o atenție deosebită reducerii puterii de consum.

Astfel, sistemul de alimentare al televizorului portabil tranzistorizat trebuie să fie universal, adică să aibă un dispozitiv de alimentare de la rețeaua de curent alter-

nativ, o instalație de încărcare, să asigure posibilitatea alimentării de la bateria transportabilă de acumulatoare și de la sursa automobilului. În afară de aceasta, așa cum se va arăta mai jos, sistemul de alimentare trebuie să conțină circuite de filtrare și stabilizare a tensiunii de alimentare, un mijloc de control al proceselor de încărcare și descărcare ale bateriei de acumulatoare [47].

Așadar, au fost examinate particularitățile de principiu ale construcției sistemului de alimentare al televizorului portabil. Să analizăm acum cerințele electrice impuse sursei de alimentare care determină indicii calitativi ai televizorului.

Cerințele referitoare la blocurile de alimentare de la rețea sînt considerabil mai ridicate decît cele corespunzătoare televizorului cu tuburi electronice. Aceasta se explică prin faptul că puterea de ieșire necesară se asigură pe seama unui curent de sarcină mare în comparație cu tensiunea. În acest caz este mult mai greu să se realizeze stabilizarea și filtrarea tensiunii de alimentare. În televizoarele cu tuburi electronice situația este inversă — tensiunea de alimentare ridicată și curentul de sarcină mic, ceea ce permite mărirea randamentului sistemului de alimentare și simplificarea circuitelor de stabilizare și filtrare.

Blocul de alimentare de la rețeaua de curent alternativ trebuie să asigure tensiunea continuă de ieșire dată U_e în cazul curentului de sarcină maxim I_{sM}. Dacă din bloc lipsesc circuitele de filtrare și stabilizare, atunci tensiunea U_e trebuie să fie egală cu tensiunea de alimentare cerută E. Pulsația tensiunii redresate trebuie să fie cît mai mică posibil. Nivelul pulsației depinde de particularitățile schemei redresorului și ale filtrului. Pulsația tensiunii de alimentare este caracterizată de coeficientul de pulsație, egal cu raportul dintre amplitudinea tensiunii alternative la ieșirea redresorului și tensiunea continuă.

Se cere ca tensiunea de alimentare continuă să varieze cît mai puțin la oscilațiile curentului de sarcină și la variațiile tensiunii alternative de intrare. Stabilitatea tensiunii redresate depinde în mare măsură de rezistența internă a sursei. În afară de aceasta, sursa trebuie să asigure o stabilitate la temperaturi suficient de mari a parametrilor de ieșire.

Transformarea tensiunii alternative în tensiune continuă în blocul de alimentare de la rețea trebuie să se facă cu pierderi minime de putere. Economicitatea sursei de alimentare este caracterizată de randamentul său, care este egal cu raportul dintre puterea consumată de receptor și puterea care se aplică la intrarea sursei de alimentare.

8.1.2. Circuite de redresare

Circuitul de redresare reprezintă elementul de bază al blocului de alimentare de la rețeaua de curent alternativ .De regulă, el sete compus din transformatorul de alimentare și redresorul cu diode semiconductoare sau celule cu seleniu. Transformatorul de alimentare este coborîtor. Raportul tensiunilor pe înfășurările sale determină coeficientul de transformare iar puterea de ieșire — dimensiunile.

La construcția transformatorului de alimentare se ia în considerație căderea de tensiune pe redresor. De aceea, în cazul $E = 12$ V, tensiunea alternativă pe înfă-

șurarea secundară trebuie să fie de 13—15 V dacă în schemă nu este folosit nici un stabilizator. Mărimile indicate ale tensiunii determină coeficientul de transmisie al redresorului și circuitului de filtrare, care de obicei se conectează la ieșirea redresorului.

Transformatorul de alimentare trebuie să asigure puterea de ieșire dată pentru gabarite cît mai mici posibile. De aceea, pentru miezul său trebuie să se ia oțel electrotehnic de calitate ridicată și să se determine prin calcul datele electrice și constructive pentru modelul optim al înfășurărilor. În scopul ridicării randamentului transformatorului se recomandă să se folosească miezuri de tip toroidal și blindat. Din considerente constructive se admite utilizarea conectării în serie a transformatoarelor pentru obținerea puterii necesare. În televizoarele tranzistorizate se folosesc în principal două tipuri de redresoare, realizate după schemele cu redresarea ambelor alternanțe și în punte. Cel mai frecvent se folosește schema de redresare în punte. Avantajul său în comparație cu schema de redresare a ambelor alternanțe constă în posibilitatea micșorării cu 20—25% a puterii de gabarit a transformatorului de alimentare. Aceasta este deosebit de important pentru televizoarele portabile cu tranzistoare, care au dimensiunile ecranului mici și conțin bloc de alimentare de la rețea.

În televizoarele cu baleiaje de mică putere și amplificatoare de joasă frecvență unde variația curentului de sarcină este relativ mică, se pot folosi blocuri redresoare de alimentare fără stabilizarea tensiunii. Dar întrucît la ieșirea oricărei scheme redresoare se obține o tensiune pulsatorie și prin sarcină circulă un curent pulsatoriu este necesar să se asigure filtrarea tensiunii după circuitul redresor. Lipsa filtrării poate conduce la modularea strălucirii imaginii și la apariția unui zgomot de fond cu frecvența rețelei. Mărimea admisibilă a pulsației este caracterizată de coeficientul de pulsație, a cărei mărime maximă pentru sursele de alimentare cu diode semiconductoare reprezintă 0,1—0,5%.

Întrucît curentul de sarcină pentru sursa de alimentare a televizoarelor portabile tranzistorizate este de 0,4—1,2 A, filtrul de netezire nu trebuie să conțină elemente active. În caz contrar se micșorează mărimea tensiunii redresate și se observă dependența ei de curentul de sarcină mediu. De aceea filtrului de netezire i se cere să micșoreze cît mai mult posibil componentele alternative ale pulsației și să atenueze cît mai puțin posibil componenta continuă a tensiunii redresate. Pentru îndeplinirea acestor cerințe filtrul trebuie să conțină diferite combinații de elemente reactive (inductanțe și capacități), care au pierderi active mici.

În afară de cerințele de bază indicate mai sus, filtrul trebuie să aibă și alte cîteva cerințe. De exemplu, filtrul nu trebuie să introducă distorsiuni vizibile asupra formei curentului de sarcină din cauza inerției elementelor sale, în cazul caracterului pulsatoriu al sarcinii pe care lucrează. Frecvența proprie a oscilațiilor filtrului trebuie să fie mai mică decît cea mai mică componentă alternativă a tensiunii redresate. Dacă această cerință nu se respectă atunci ca urmare a fenomenelor de rezonanță poate avea loc o creștere însemnată a pulsației tensiunii redresate. Procesele tranzitorii în filtru, care apar la conectarea și deconectarea redresorului, nu trebuie să conducă la salturi excesiv de mari ale tensiunii și curentului de sarcină.

Îndeplinirea acestor cerințe se realizează prin alegerea corespunzătoare a elementelor reactive ale filtrului. Coeficientul necesar al pulsației se poate obține pe un filtru *LC* cu una sau două secțiuni. Filtrul cu două secțiuni se utilizează de regulă în cazul redresorului realizat după schema de redresare a ambelor alternanțe pe două diode cu legarea la masă a punctului mediu al înfășurării secundare din transformatorul de alimentare (fig. 8.1, *a*). Filtrul cu o singură secțiune poate fi folosit în cazul schemei de redresare în punte pentru un curent de sarcină de pînă la 1 A. În schema prezentată, în paralel pe bobina de șoc sînt conectate condensatoarele C_4, C_5. Bobina de șoc împreună cu condensatoarele formează un circuit (filtrul dop), care folosește fenomenul de rezonanță al circuitului paralel și atenuează mult pulsația. Circuitele $Bș_1C_4$ și $Bș_2C_5$ se acordează la rezonanță pe armonica fundamentală a tensiunii redresate.

Un neajuns esențial al redresorului pentru ambele alternanțe îl constituie masivitatea sa și coeficientul redus de transmisie a tensiunii. Pe lîngă transformatorul de putere de gabarit mare, în el se folosesc două bobine de șoc, care, de asemenea, sînt destul de voluminoase, deoarece pentru micșorarea rezistenței interne a sursei acestea se execută cu conductor gros. În afară de aceasta, în filtrul cu două secțiuni se folosesc condensatoare electrolitice de capacitate mare care permit obținerea unei rezistențe interne mici a sursei. Aceste condensatoare sînt elaborate special pentru filtrarea tensiunilor de valoare mică și trebuie să aibă reactanțe inductive de intrare mici și rezistențe de scurgere mari. Condensatoarele electrolitice de calitate ridicată, de capacități mari, au dimensiuni destul de mari. Toate acestea limitează utilizarea schemelor de redresare a ambelor alternanțe. Ele se folosesc numai în acele televizoare tranzistorizate, în care există loc suficient pentru dispunerea lor.

Neajunsurile atribuite filtrelor *LC* pot fi înlăturate prin utilizarea circuitelor de filtrare cu tranzistoare, așa-numitele filtre active. Funcționarea filtrului cu tranzistoare se bazează pe faptul că rezistența joncțiunii colector-emitor a tranzistorului în curent alternativ este incomparabil mai mare decît în curent continuu. De aceea, dacă după redresor, în circuitul de sarcină, se conectează un tranzistor de putere suficientă (fig. 8.1, *b*), atunci pulsația tensiunii redresate la ieșirea sa, va fi mult atenuată.

Filtrul cu tranzistor în comparație cu filtrul *LC* permite obținerea unui coeficient de netezire a pulsației mai ridicat. Capacitatea efectivă a filtrului, care acționează în paralel pe sarcină este de aproximativ β (coeficientul de amplificare în curent) ori mai mare decît capacitatea de bază a filtrului (C_2 în fig. 8.1, *b*). În felul acesta, eficacitatea filtrului activ crește aproape proporțional cu coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului folosit. Dar pentru același nivel al pulsației tensiunii de alimentare, care se obține la ieșirea filtrului pasiv, capacitatea condensatorului de filtrare poate fi micșorată de același număr de ori. Tipul tranzistorului din filtrul activ este determinat de curentul consumat de schema televizorului și de polaritatea tensiunii de ieșire. În scopul micșorării pierderilor de putere în filtru și al măririi coeficientului de transmisie, în el se folosesc tranzistoare de putere cu rezistență de saturație mică și coeficient de amplificare în curent ridicat. Întrucît tranzistorul filtrului activ disipă o putere destul de mare, el trebuie să fie fixat pe un radiator

termic. Utilizarea filtrului activ împreună cu schema redresorului în punte permite reducerea nivelului pulsației pînă la o mărime neglijabilă, atenuarea cuplajului între diferitele subansamble ale schemei televizorului prin circuitele de alimentare și previne distorsionarea imaginii. Totodată, dimensiunile și greutatea blocului de alimentare de la rețea sînt satisfăcătoare pentru televizoarele portabile.

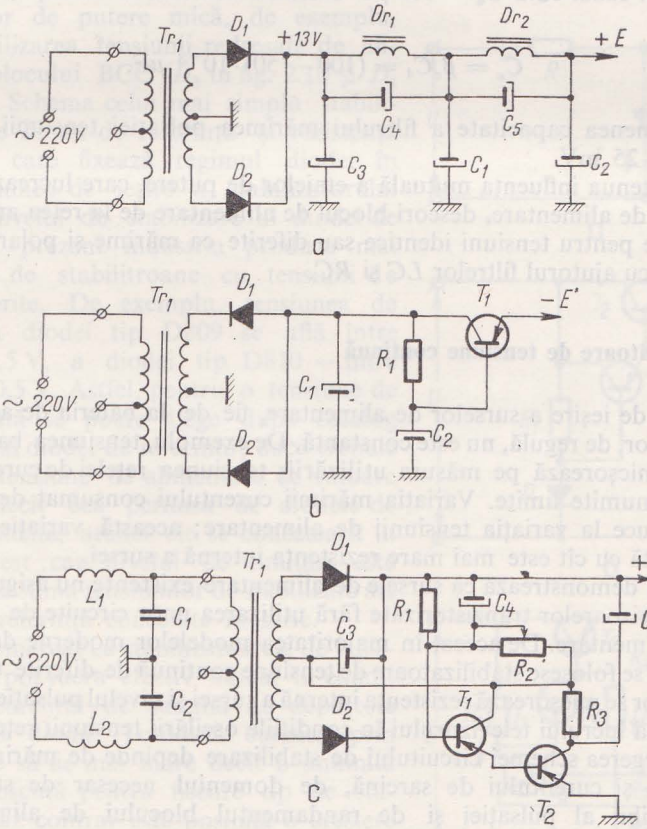


Fig. 8.1. Redresoare ale ambelor alternanțe cu circuitele de filtraj:
a — cu filtre *LC* cu două secțiuni; *b* — cu filtru pe tranzistor; *c* — cu filtru pe tranzistor compus.

În televizoarele tranzistorizate cu consum de energie destul de mare se folosesc scheme mult mai complicate de filtre active. Întrucît curentul consumat de schemele acestor televizoare de la sursa de alimentare este de ordinul a 1 A, este dificil să se realizeze filtrul activ pe un singur tranzistor de putere. În acest caz se folosesc două tranzistoare conectate după schema tranzistorului compus (fig. 8.1, *c*). Condensatorul de filtrare de bază este condensatorul $C_{\sim}$, conectat în circuitul bazei tranzis-

torului T_1. Totodată la ieşirea filtrului se obţine o capacitate de filtraj echivalentă de β_e ori mai mare (β_e este coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului compus). Rezistenţa variabilă permite fixarea tensiunii necesare de ieşire.

În legătură cu utilizarea în schema din fig. 8.1, *c* a tranzistorului compus, se poate spune că este posibilă obţinerea unui coeficient β_e de 1 000— 1 500. Aceasta înseamnă că în cazul cînd $C_4 = 100$ μF datorită efectului de multiplicare a capacităţii filtrului,

$$C_e = \beta_e C_4 = (100-150) \cdot 10^{-3} \ \mu\text{F}.$$

Pentru o asemenea capacitate a filtrului mărimea pulsaţiei tensiunii la ieşire nu depăşeşte 15—25 mV.

Pentru a atenua influenţa mutuală a etajelor de putere, care lucrează în impuls, prin circuitele de alimentare, deseori blocul de alimentare de la reţea are mai multe borne de ieşire pentru tensiuni identice sau diferite ca mărime şi polaritate. Ieşirile se decuplează cu ajutorul filtrelor *LC* şi *RC*.

8.1.3. Stabilizatoare de tensiune continuă

Tensiunea de ieşire a surselor de alimentare, fie de la bateria de acumulatoare, fie de la redresor, de regulă, nu este constantă. De exemplu, tensiunea bateriei de acumulatoare se micşorează pe măsura utilizării; tensiunea reţelei de curent alternativ oscilează în anumite limite. Variaţia mărimii curentului consumat de televizor de la sursă conduce la variaţia tensiunii de alimentare; această variaţie este cu atît mai importantă cu cît este mai mare rezistenţa internă a sursei.

Experienţa demonstrează că sursele de alimentare existente nu asigură o calitate ridicată a televizoarelor tranzistorizate fără utilizarea unor circuite de stabilizare a tensiunii de alimentare. De aceea, în majoritatea modelelor moderne de televizoare tranzistorizate se folosesc stabilizatoare de tensiune continuă de diferite tipuri. Datorită utilizării lor se micşorează rezistenţa internă a sursei şi nivelul pulsaţiei, se îmbunătăţeşte calitatea lucrului televizorului în condiţiile oscilării tensiunii reţelei de curent alternativ. Alegerea schemei circuitului de stabilizare depinde de mărimile tensiunii de alimentare şi curentului de sarcină, de domeniul necesar de stabilizare, de nivelul admisibil al pulsaţiei şi de randamentul blocului de alimentare [49].

Un avantaj esenţial al stabilizatoarelor cu elemente de reglare semiconductoare, în comparaţie cu cele cu tuburi stabilizatoare, îl constituie nivelul mult mai mic al pulsaţiei tensiunii redresate precum şi domeniul de variaţie mai mic al tensiunii de alimentare provocate de variaţiile de scurtă durată ale tensiunii alternative şi curentului de sarcină. Randamentul stabilizatoarelor pe tranzistoare este mult mai mare (60—70%), decît al stabilizatoarelor cu tuburi electronice (25—40%). Din punct de vedere al siguranţei în funcţionare, de asemenea, stabilizatoarele cu dispozitive semiconductoare au indici mai buni.

Cel mai simplu stabilizator de tensiune continuă îl constituie dioda de referinţă cu siliciu (stabilitron). Principiul său de funcţionare este analog celui al stabili-

tronului cu gaz; neliniaritatea specifică a caracteristicii tensiune-curent a diodei stabilizatoare permite obținerea unei limitări a tensiunii la nivelul determinat de porțiunea curbă a caracteristicii.

În fig. 8.2, *a* este prezentată schema celui mai simplu stabilizator de tensiune continuă pe diodă cu siliciu. Astfel de scheme se folosesc pentru stabilizarea tensiunii surselor de putere mică, de exemplu, pentru stabilizarea tensiunii redresate de alimentare a blocului BCC (D_3 în fig. 2.10 și D_1 în fig. 2.12). Schema celui mai simplu stabilizator conține dioda de referință și rezistența de limitare care fixează regimul diodei în curent. Tensiunea de ieșire a stabilizatorului depinde de nivelul de stabilizare al diodei de referință. În prezent industria produce mai multe tipuri de stabilitroane cu tensiuni de referință diferite. De exemplu, tensiunea de stabilizare a diodei tip D809 se află între limitele 8—9,5 V, a diodei tip D810 — între limitele 9—10,5 V. Astfel, pentru o tensiune de alimentare dată se poate alege după catalog tipul necesar al diodei de referință; dacă trebuie stabilizată o tensiune de alimentare de valoare mai mare decît cea permisă de diodele de referință existente, atunci ele se conectează în serie. În acest caz nivelul de limitare este determinat de suma tensiunilor de stabilizare ale diodelor de referință conectate în serie.

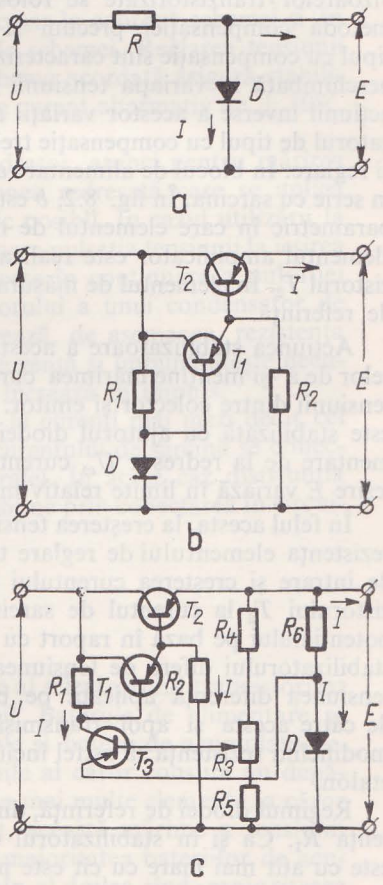


Fig. 8.2. Stabilizatoare de tensiune continuă:

a — cu diodă; *b* — cu tranzistor compus și amplificator de curent continuu; *c* — stabilizator cu trei tranzistoare.

Trebuie remarcat că stabilizatoarele de tensiune cu diodă pot lucra efectiv numai în condițiile în care curentul de sarcină nu depășește curentul prin diodă. Totodată curentul prin diodă trebuie să fie mai mare decît o anumită mărime, cunoscută pentru fiecare tip de stabilitron. În caz contrar este posibilă o creștere a sarcinii dinamice a diodei și o înrăutățire a stabilității tensiunii. De aici rezultă că stabilizatorul pe diode are un randament redus și de aceea nu este folosit în schemele de putere.

La neajunsurile stabilizatoarelor cu diodă trebuie de asemenea amintită dispersia relativ mare a parametrilor diodelor de referință de un anumit tip, dependența tensiunii de stabilizare față de temperatură și perturbarea stabilizării la variația curentului de sarcină. În afară de aceasta, pentru obținerea unei stabilizări satisfăcătoare (de ordinul 10—30) este necesară o reducere artificială a coeficientului

de transmisie a stabilizatorului de tensiune cu diodă. Aceasta se obține prin mărirea valorii rezistenței de limitare, deoarece ca rezultat crește coeficientul de stabilizare. Practic coeficientul de transmisie al stabilizatorului cu diodă reprezintă 0,15—0,25.

Dacă stabilizatorul cu diodă se alimentează de la redresor, stabilizatorul netezește pulsația, însă coeficientul de netezire este apropiat de coeficientul de stabilizare.

Pentru stabilizarea tensiunii continue a surselor de alimentare de putere ale televizoarelor tranzistorizate se folosesc stabilizatoare cu tranzistoare care folosesc metoda compensației precum și stabilizatoare parametrice. Stabilizatoarele de tipul cu compensație sînt caracterizate de faptul că tensiunea la ieșire rămîne practic neschimbată la variația tensiunii de intrare sau a curentului de sarcină, datorită acțiunii inverse a acestor variații asupra elementului de reglare al schemei. Stabilizatorul de tipul cu compensație trebuie să conțină elemente de măsurare, amplificare și reglare. În blocul de alimentare al televizorului, elementul de reglare se conectează în serie cu sarcina. În fig. 8.2, *b* este prezentată schema simplificată a stabilizatorului parametric în care elementul de reglare este conectat în serie. În această schemă elementul amplificator este realizat pe tranzistorul T_1 iar cel regulator — pe tranzistorul T_2. În elementul de măsurare ca tensiune etalon se folosește tensiunea diodei de referință.

Acțiunea stabilizatoare a acestor scheme se bazează pe proprietatea tranzistoarelor de a -și menține mărimea curentului de colector practic neschimbată la variația tensiunii dintre colector și emitor. Întrucît tensiunea pe baza tranzistorului compus este stabilizată cu ajutorul diodei de referință, atunci la variația tensiunii de alimentare de la redresor U_e, curentul prin tranzistor și prin urmare și tensiunea de ieșire E variază în limite relativ mici.

În felul acesta, la creșterea tensiunii de intrare și micșorarea curentului de sarcină rezistența elementului de reglare trebuie să se mărească, iar la micșorarea tensiunii de intrare și creșterea curentului de sarcină, — să se micșoreze. Rezistența tranzistorului T_2 la curentul de sarcină poate varia în limite largi prin modificarea potențialului pe bază în raport cu potențialul emitorului. Dacă tensiunea la ieșirea stabilizatorului diferă de tensiunea etalon, dată de elementul de măsurare, atunci tensiunea diferență aplicată pe baza tranzistorului amplificator este amplificată de către acesta și apoi transmisă pe baza tranzistorului de reglare, variind sau modificînd rezistența sa astfel încît tensiunea de ieșire să devină egală cu tensiunea etalon.

Regimul diodei de referință, din punct de vedere al curentului, este dat de rezistența R_1. Ca și în stabilizatorul cu diodă, coeficientul de stabilizare a tensiunii este cu atît mai mare cu cît este mai mică rezistența dinamică a diodei și cu cît este mai mare valoarea rezistenței R_1. Curentul care trece prin diodă este de ordinul unităților de miliamperi. Tranzistorul de reglare trebuie să permită trecerea unui curent de 0,5—1,0 A. De aceea, în calitate de tranzistor de reglare se folosește un tranzistor de putere care de regulă se fixează pe un radiator termic. Coeficientul de amplificare în curent al tranzistoarelor de putere în majoritatea cazurilor se află între limitele 20—30. De aici rezultă că schema de măsurare trebuie să asigure un curent de bază al tranzistorului de reglare de 20—40 mA. Acest curent este imposibil să se obțină direct de la elementul de măsurare. De aceea între dioda de referință

și tranzistorul compus se conectează un amplificator de curent continuu (T_3 în fig. 8.2, *c*).

O astfel de schemă se folosește în blocurile de alimentare de putere, în care, din cauza curentului de sarcină mare, nu este posibil să se asigure curentul de bază necesar al tranzistorului compus direct prin diode de referință. De aceea se folosește un amplificator suplimentar de curent continuu.

Potențiometrul R_3 din circuitul bazei tranzistorului T_3 este destinat pentru variația fină a mărimii tensiunii de ieșire. El este necesar la acordul schemei și în cazul înlocuirii tranzistoarelor și a altor elemente ale schemei. Reglarea tensiunii de ieșire se realizează numai între anumite limite. Schema acordată asigură stabilitatea tensiunii de alimentare la variații ale tensiunii de curent altermativ de $\pm$ 10%. Tensiunea de ieșire variază în acest caz cu $\pm$ 0,5%.

Dacă stabilizatorul lucrează cu tensiune de la redresor, atunci pentru mărirea randamentului acestui sistem este necesar ca tensiunea redresată care se aplică la stabilizator să aibă un nivel al pulsației cît mai mic posibll. În cazul utilizării la ieșirea redresorului a unui condensator de capacitate mare pulsația tensiunii la ieșirea stabilizatorului se poate reduce pînă la 1%. O reducere în continuare a pulsației se poate obține prin conectarea la ieșirea stabilizatorului a unui condensator de filtraj de capacitate mare. Acest condensator micșorează, de asemenea, rezistența de ieșire a stabilizatorului pentru curenți de înaltă frecvență și îmbunătățește decuplarea în cazul alimentării prin el a schemelor care lucrează în impuls.

Atunci cînd este necesar să se stabilizeze tensiuni la curenți mai mari decît cel admis de un singur tranzistor de reglare, în circuitul curentului de sarcină se conectează două sau mai multe tranzistoare legate în paralel. În acesz caz distribuția uniformă a curentului de sarcină între tranzistoare se obține prin conectarea în circuitele de emitor a unor rezistențe de valoare mică.

8.1.4. Baterii de alimentare

Bateria de alimentare constituie un element necesar al televizorului tranzistorizat deoarece îi asigură acestuia calitatea de a fi portabil. Bateriile de alimentare se împart în două grupe: cu elemente uscate neîncărcabile și baterii de acumulatoare. Bateriile uscate pot fi folosite în televizoarele portabile al căror consum nu depășește 4 W. Bateriile uscate, de regulă, sînt compuse din mai multe elemente, a căror tensiune totală este de 12 V. După cum s-a remarcat, această mărime a tensiunii de alimentare a fost aleasă pentru că în primul rînd, majoritatea bateriilor de acumulatoare pentru automobile au tensiunea de 12 V iar în al doilea rînd, majoritatea tranzistoarelor sînt calculate pentru o tensiune de alimentare de 10—15 V. Bateriile uscate pentru televizoarele tranzistorizate de economicitate ridicată practic nu diferă de bateriile folosite în radioreceptoarele portabile tranzistorizate.

Bateriile de acumulatoare se folosesc la toate televizoarele tranzistorizate al căror consum de putere depășește 4 W. Mărimea tensiunii lor de ieșire este, de asemenea, de 12 V. În televizoarele portabile tranzistorizate bateriile de acumulatoare intră în compunerea sistemului de alimentare universal. Particularitățile electro-

litului determină două grupe principale de baterii de acumulatoare; acide şi alcaline. Din punct de vedere al materialului din care sînt confecţionaţi electrozii, distingem acumulatoare cu plumb, cu argint-nichel, cu argint-zinc, cu nichel-cadmiu şi altele.

Acumulatoarele cu plumb sînt cele mai ieftine şi au o capacitate de 2—3 Ah. Pentru capacităţi mari ele sînt foarte masive ceea ce îngreuează utilizarea lor în televizoarele tranzistorizate. Acumulatoarele acide se folosesc în special în televizoarele cu consum de putere mic. Neajunsurile acumulatoarelor acide limitează utilizarea lor. Principalele lor neajunsuri sînt: dificultatea exploatării, rigurozitatea proceselor de încărcare şi descărcare, numărul relativ mic de cicluri de încărcare-descărcare (100—200).

Acumulatoarele acide cer o deosebită grijă în manipularea lor, deoarece în cazul cînd acidul cade pe carcasa sau pe şasiul televizorului le poate ataca. În afară de aceasta, nu este permis ca acumulatoarele să se descarce pînă la valori mici ale tensiunii şi nici să fie reîncărcate peste măsură. La reîncărcarea lor peste limita normală începe o degajare intensă de gaze care poate provoca intoxicarea electrozilor şi char explozia acumulatorului. În cazul unei descărcări excesive a bateriei apar procese ireversibile în electrolit şi în structura electrozilor care conduc la distrugerea lor. Un alt neajuns al acumulatoarelor acide constă în faptul că pentru a asigura capacitatea necesară de 3—5 Ah volumul bateriilor trebuie să fie destul de mare, ceea ce nu este de dorit în cazul utilizării lor în televizoarele portabile. În prezent, cele mai bune rezultate le dau acumulatoarele alcaline; ele sînt mai sigure în funcţionare, mai compacte şi nu necesită un control automat al procesului de încărcare. O largă utilizare au căpătat-o acumulatoarele cu nichel-cadmiu (electrodul din nichel reprezintă anodul, iar electrodul din cadmiu — catodul). Ca electrolit se foloseşte o soluţie bazică de caliu sau o soluţie bazică de natriu. Acumulatoarele de nichel-cadmiu admit pînă la 500 de reîncărcări şi nu sînt afectate de apariţia unor scurtcircuite în circuitele de sarcină. Singurul neajuns al acumulatoarelor alcaline îl reprezintă preţul lor destul de ridicat. În cazul alimentării televizorului portabil de la un acumulator alcalin se controlează numai procesul său de descărcare. Pentru aceasta se foloseşte un releu de tensiune minimă (RTM) care decuplează acumulatorul de la televizor în cazul descărcării sale sub un anumit nivel.

Pentru simplificarea exploatării bateriilor de acumulatoare se intenţionează ermetizarea lor. Crearea bateriilor ermetice a devenit posibilă ca urmare a descoperirii electrolitului pasteurizat. Totuşi în cazul utilizării acestui electrolit devin foarte critice procesele de încărcare şi descărcare. Ermetizarea poate avea şi unele urmări periculoase cum ar fi, de exemplu, emanarea de gaze în cazul descărcării excesive a acumulatorului.

8.1.5. **Alimentarea universală**

În televizoarele portabile tranzistorizate, de regulă, se folosesc sisteme de alimentare universale. Ele permit alimentarea televizoarelor de la reţeaua de curent alternativ şi de la orice alte baterii (autonome şi de automobil) de tensiuni corespunzătoare,

precum și încărcarea acestora. Întrucît majoritatea bateriilor de automobil sînt de 12 V, sistemele de alimentare universale au fost calculate de asemenea pentru 12 V. Este adevărat că în unele sisteme mai complexe se pot folosi dispozitive care permit alimentarea televizoarelor de la baterii cu tensiuni mai mici de 12 V (de exemplu, 6 V).

Sistemul de alimentare universal reprezintă o combinare a dispozitivelor de alimentare examinate mai sus. În afară de aceasta, în sistemul de alimentare universal se folosesc diferite instalații de comandă manuală și automată a sistemului. Comutatoarele manuale ale modului de lucru al sistemului de alimentare sînt de diferite construcții și servesc în principiu pentru stabilirea a patru regimuri de lucru: alimentarea de la rețeaua de curent alternativ, alimentarea de la bateria proprie sau autonomă, încărcarea bateriei, alimentarea de la sursa de tensiune a automobilului.

Încărcarea acumulatoarelor în televizoarele cu alimentare universală se realizează cu ajutoul redresorului blocului de rețea ale cărui scheme s-au prezentat în fig. 8.1. Dacă televizorul are un dispozitiv de încărcare autonom, acesta se realizează de regulă pe baza unui redresor monoalternanță. În sistemul de alimentare universal se folosește un redresor suplimentar atunci cînd pentru încărcarea bateriei este necesară o tensiune diferită de tensiunea de alimentare.

Pentru alimentarea televizorului de la bateria automobilului în completul său există în mod obligatoriu un cordon special de legătură. La unul din capete acesta se termină cu o mufă, care se conectează la „bricheta" de bord a automobilului, iar la celălalt capăt cu o mufă de conectare la televizor. La conectarea televizorului la acumulatorul automobilului există pericolul inversării polilor sursei de alimentare, deoarece la diferitele tipuri de automobile la masă se leagă fie plusul, fie minusul acumulatorului. De aceea televizorul se cuplează prin intermediul unui dispozitiv care asigură protecția față de legarea incorectă la polii acumulatorului. Acest dispozitiv reprezintă o diodă semiconductoare de putere suficientă conectată în serie pe circuitul de aplicare a tensiunii de alimentare.

8.2. Scheme practice de sisteme de alimentare universale

8.2.1. Sistem simplu de alimentare

În fig. 8.3 este prezentată schema relativ simplă a unui bloc de alimentare universal pentru televizor portabil tranzistorizat. Blocul este calculat la puterea de ieșire maximă de 14 W în cazul alimentării televizorului de la rețeaua de curent alternativ de 220 și 127 V, de la bateria de acumulatoare tip 10 NKG-3,5 D și de la sursa de curent continuu a automobilului.

Transformatorul de alimentare Tr_9 coboară tensiunea rețelei pînă la aproximativ 15 V. Totodată tensiunea la ieșirea redresorului este de aproape 13 V, iar după filtru — 12 V. Pentru mărimile indicate ale elementelor filtrului inductiv-capacitiv pulsația tensiunii de ieșire nu depășește 70 mV.

În cazul alimentării televizorului de la rețeaua de curent alternativ comutatorul K_1 se stabilește pe poziția necesară. Apoi conectorul P_1 al cordonului de alimentare se racordează la rigleta cu patru contacte R_1 a blocului de alimentare. Tensiunea de rețea se aplică la contactele *3* și *4* ale rigletei Rg_1; totodată bateria trebuie să fie decuplată de la contactele *1* și *2* ale rigletei. Apăsarea clapei *A* produce scurt-

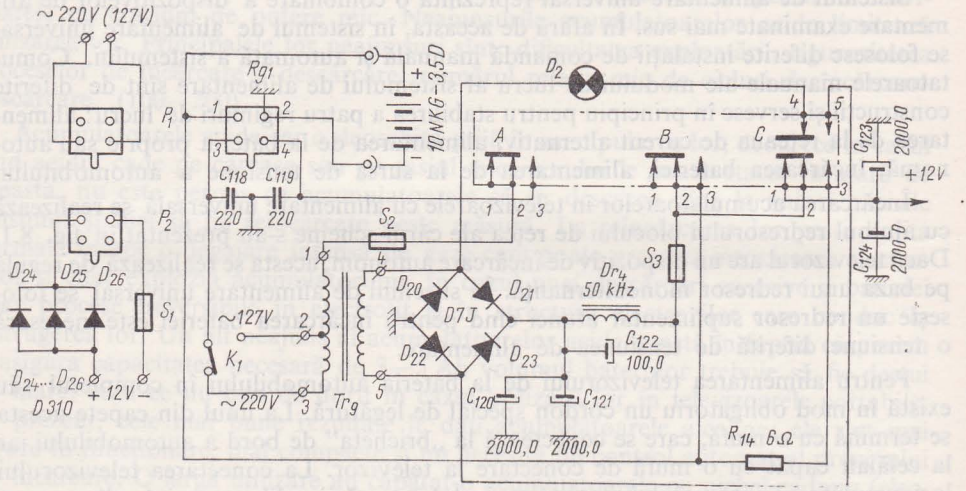


Fig. 8.3. Schema practică a blocului de alimentare fără stabilizarea tensiunii.

circuitarea contactelor *2* și *3*, tensiunea rețelei se aplică la înfășurarea primară a transformatorului de alimentare, iar tensiunea redresată de + 12 V prin contactele *1* și *2* ale clapei *C* se aplică la schema televizorului. Condensatoarele C_{118}, C_{119} din circuitul de curent alternativ atenuează zgomotele rețelei de alimentare.

În cazul alimentării televizorului de la bateria portabilă conectorul de rețea P_1 se decuplează și la contactele *1* și *2* ale rigletei Rg_1 se conectează bateria. La apăsarea clapei *B* contactele *2* și *3* ale comutatorului se scurtcircuitează și tensiunea bateriei, prin contactele scurtcircuitate *1* și *2* ale clapei *B*, se aplică la schemă.

Alimentarea de la acumulatorul automobilului se realizează cu ajutorul unui cordon special cu conectorul P_2 care se racordează la rigleta Rg_1. În acest caz televizorul se cuplează prin apăsarea clapei *B*, la fel ca la alimentarea de la bateria portabilă. La cordonul de alimentare de la sursa automobilului este prevăzut un dispozitiv care protejează schema televizorului față de eventuala inversare a polilor tensiunii de alimentare. Dispozitivul constă din trei diode D_{24}—D_{25} de tip M 310 conectate în derivație. Pentru protecția la suprasarcină în serie pe circuitul de alimentare este conectată siguranța S_1. În blocul de alimentare se mai folosesc încă două siguranțe: S_2 — în circuitul de curent alternativ și S_3 — în circuitul de curent continuu.

În cărcarea bateriei de acumulatoare se face în felul următor: cu ajutorul conectorului P_1 televizorul se cuplează la rețeaua de curent alternativ; totodată la contactele

1 şi *2* ale rigletei Rg_1 se cuplează bateria portabilă. Prin apăsarea simultană a plăcilor *A* şi *C* se conectează blocul redresor, iar tensiunea de ieşire de + 12 V, prin contactele scurtcircuitate *2* şi *3* ale clapei *C* şi prin rezistenţa de limitare R_{141}, se aplică la bornele bateriei. Prin apăsarea clapei *C* contactele *1* şi *2* se desfac şi tensiunea este decuplată de la schema televizorului. Rezistenţa R_{141} determină curentul nominal de încărcare. Ca indicator al încărcării serveşte beculeţul B_1, la care, prin apăsarea clapei *C*, se aplică tensiunea alternativă de 15 V prin contactele scurtcircuitate *4* şi *5*.

8.2.2. **Blocul de reţea stabilizat**

Schema practică a blocului este prezentată în fig. 8.4. Ea conţine transformatorul de alimentare Tr_4, redresorul ambelor alternanţe pe diodele D_{15}, D_{16} şi filtrul stabilizator pe tranzistorul compus T_{29}, T_{30} şi stabilitronul D_{17}.

Mărimea capacităţii condensatorului C_{124} se alege din condiţia pulsaţiei admisibile a tensiunii redresate, luîndu-se în consideraţie reducerea ulterioară a pulsaţiei de către stabilizator. Pentru a se obţine la ieşirea blocului tensiunea de + 12 V, tensiunea redresată trebuie să fie de aproximativ 16—17 V, iar tensiunea alternativă pe întreaga înfăşurare secundară a transformatorului de alimentare — 19—20 V.

La ieşirea redresorului se admite un nivel relativ mare al pulsaţiei tensiunii, deoarece filtrul pe tranzistor compus atenuează mult această pulsaţie. Suprimarea pulsaţiei de către filtrul stabilizator este determinată de mărimile capacităţii condensatorului C_{125} şi a coeficientului echivalent de amplificare în curent al tranzistorului compus. Dacă, de exemplu, $\beta_{29} = 50$, $\beta_{30} = 20$, atunci $\beta_e = 1000$ şi în cazul C_{125} =

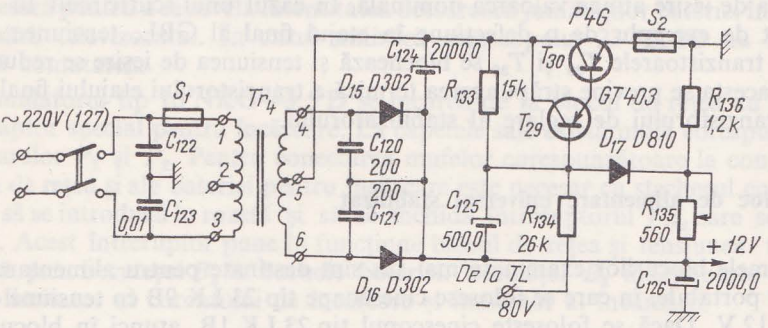


Fig. 8.4. Schema practică a blocului de alimentare stabilizat pe două tranzistoare.

= 500 μF capacitatea echivalentă a filtrului reprezintă 500.000 μF. Cu o asemenea capacitate pulsaţia tensiunii de ieşire poate fi redusă pînă la 20 mV.

În schema din fig. 8.4 ca element stabilizator este folosită dioda de referinţă D_{17} tip D810. Trebuie precizat că în acest caz caracteristica de stabilizare a blocului depinde în mare măsură de valoarea β_e a tranzistorului compus. Schema stabilizatorului descrisă mai sus lucrează în felul următor. De exemplu, la creşterea tensiunii

de ieşire, provocată de variaţia tensiunii de intrare sau a curentului de sarcină, se măreşte tensiunea pe divizorul R_{135}—R_{136}. Aceasta duce la micşorarea potenţialului negativ pe baza tranzistorului T_{29} în raport cu cel al emitorului, adică, tranzistorul T_{29}, iar după el şi tranzistorul T_{30}, încep să se blocheze. În timpul acesta rezistenţa tranzistorului T_{30} în curent continuu se măreşte iar tensiunea de ieşire se micşorează, ceea ce compensează creşterea sa iniţială. Tensiunea de ieşire nominală poate fi reglată în limite mici cu ajutorul potenţiometrului R_{135}.

Regimul de lucru necesar al etajului compus se asigură prin aplicarea pe baza tranzistorului T_{29} prin rezistenţa R_{134} a unei tensiuni negative suficient de mari de la un redresor separat, care este conectat la o înfăşurare specială a transformatorului de alimentare. Reamintim că tensiunea etajului final al AVF din schemele examinate reprezintă aproximativ 80—90 V. De aceea, în cazul cînd pentru alimentarea etajului final al AVF este necesară o tensiune de polaritate negativă, atunci regimul AVF şi al stabilizatorului pot fi asigurate cu ajutorul unui singur redresor.

Remarcăm încă o particularitate interesantă a schemei din fig. 8.4. Aplicarea la stabilizator a unei tensiuni negative de la generatorul de baleiaj linii asigură protecţia tranzistoarelor de putere ale blocului de alimentare şi ale televizorului. Regimuri periculoase apar în timpul conectării televizorului şi din cauza diferitelor procese nestaţionare. Schema de protecţie lucrează în felul următor.

De exemplu, în momentul conectării blocului de alimentare tensiunea pe baza tranzistorului T_{29} este nulă. Condensatorul C_{125} se încarcă prin rezistenţa R_{133} şi tensiunea pe baza tranzistorului T_{29} creşte relativ lent. În acest timp tranzistorul T_{29} se deblochează treptat şi la ieşire apare tensiunea care alimentează schema televizorului, inclusiv a generatorului de baleiaj linii. Tensiunea negativă care apare de la GBL contribuie la deschiderea şi mai mult a tranzistoarelor T_{29} şi T_{30}, pînă cînd, tensiunea de ieşire atinge valoarea nominală. În cazul unui scurtcircuit în receptor provocat de exemplu de o defecţiune în etajul final al GBL, tensiunea negativă dispare, tranzistoarele T_{29} şi T_{30} se blochează şi tensiunea de ieşire se reduce mult. În felul acesta se previne străpungerea termică a tranzistorului etajului final al GBL sau a tranzistorului de reglare al stabilizatorului.

8.2.3. Bloc de alimentare universal stabilizat

Schemele blocurilor examinate mai sus sînt destinate pentru alimentarea televizoarelor portabile, în care se folosesc cinescoape tip 23 LK 9B cu tensiune de încălzire de 12 V. Dacă se foloseşte cinescopul tip 23 LK 1B, atunci în blocul de alimentare trebuie să fie prevăzută tensiunea de 6,3 V pentru alimentarea circuitului de filament al cinescopului. Aceasta complică întrucîtva schema şi construcţia blocului.

În fig. 8.5 este prezentată schema blocului de alimentare universal destinată pentru televizoarele care folosesc cinescoape cu tensiune de încălzire atît de 12 V cît şi de 6,3 V. Tensiunea de încălzire de 6,3 V se asigură printr-o înfăşurare specială w_{67} a transformatorului de alimentare Tr_7.

Redresorul blocului este realizat după schema în punte pe cele patru diode $D_{17}-D_{20}$ și condensatorul C_{113}. Dacă puterea de ieșire a blocului nu depășește 10 W, atunci ca redresor poate fi folosită coloana de seleniu în punte tip 60 GMCIIa—D. Stabilizatorul de tensiune continuă cu amplificator de curent continuu este construit pe trei tranzistoare $T_{29}-T_{31}$ și stabilitronul D_{21} după schema descrisă mai sus din fig. 8.2, *c*. Destinația elementelor acestei scheme este cunoscută. Condensatoarele C_{113} și C_{125} din schema prezentată în fig. 8.4 au rolul de a reduce nivelul pulsației tensiunii redresate.

În cazul utilizării în stabilizator a tranzistoarelor de tipurile notate în fig. 8.5, blocul de alimentare asigură puterea de ieșire de 13—16 W cu o pulsație a tensiunii redresate de pînă la 15 mV. Dacă curentul consumat de televizor nu depășește 1 A, atunci în blocul examinat pot fi folosite următoarele tranzistoare: P 13 (T_{29}), P 16 (T_{30}), P 203 (T_{31}). Chiar la puteri de ieșire mai mici se recomandă ca în stabilizator să se folosească tranzistoare de putere.

Racordarea blocului la televizor se face cu ajutorul conectorului cu șase contacte P_1. Prin contactele *2—6* se închide circuitul de pornire a blocului cu ajutorul comutatorului Vk_1. Prin contactele *4—5* se aplică tensiunea de încălzire a cinescopului tip 25 LK 1B. Contacul *1* asigură aplicarea tensiunii stabilizate la schema televizorului. Prin contactul *3* se aplică tensiunea de alimentare la etajul final al AJF. Pentru a se evita influența sunetului asupra regimului de lucru al sistemului de sincronizare, această tensiune se culege de la stabilizator. Ea reprezintă 17—20 V.

În cazul alimentării televizorului de la bateria portabilă, în locul blocului de rețea se racordează bateria cu ajutorul conectorului P_2. Întreruptorul basculant Vk este destinat pentru conectarea periodică a unei jumătăți a bateriei de acumulatoare care alimentează circuitul de încălzire al cinescopului tip 25 LK 1B. Această comutare este necesară pentru a se nivela intensitatea descărcării jumătăților bateriei în procesul funcționării televizorului. În cazul utilizării cinescopului 23 LK 9B nu mai este necesară comutarea.

Acumulatorul tip 10 NKG—3,5 D se încarcă de la blocul de rețea cu ajutorul unui adaptor special pentru încărcare. La capetele sale există mufe corespunzătoare conectoarelor P_1 și P_2. Pentru conectarea mufelor corespunzătoare la conectoarele blocului de rețea și ale bateriei pentru încărcare este necesar ca ștecherul cordonului de rețea să se introducă în rozetă și să se închidă întreruptorul Vk_4 care se află în adaptor. Acest întreruptor pune în funcțiune blocul de rețea și tensiunea redresată se aplică prin beculețul B_2 la bornele bateriei. Beculețul B_2 îndeplinește totodată rolul de limitator al curentului de încărcare și indicator al încărcării.

8.2.4. Bateria de acumulatoare 10NKG—3,5D

Bateria tip 10 NKG—3,5D este singura baterie de acumulatoare produsă de industria sovietică în mod special pentru televizoarele portabile tranzistorizate. Totuși aceasta nu exclude posibilitatea utilizării pentru alimentarea televizoarelor a bateriilor de acumulatoare nespecializate de alte tipuri.

Denumirea prescurtată a bateriei are următoarele semnificații: bateria folosește zece (10) elemente ermetice cu nichel-cadmiu (NKG), care au o capacitate totală de 3,5 Ah (3,5) în cazul unui curent de descărcare de 0,35 A în regim de lucru de durată (D). Bateria 10 NKG—3,5 D, compusă din zece elemente cu dimensiunile 80 × 45 × 20 mm, are următorii parametri: capacitatea de descărcare — 3 Ah, capacitatea de încărcare — 5,2 Ah, tensiunea la sfîrșitul încărcării 14,0—13,8 V, tensiunea la sfîrșitul descărcării — 10 V, curentul de reîncărcare — 100 mA, numărul de cicluri „încărcare-descărcare" — 400, intervalul temperaturilor de lucru — 0—40°C, greutatea bateriei — mai mică de 2,5 kg, dimensiunile de gabarit — 178 × 104 × 80 mm.

Bateria se păstrează în stare descărcată. Înainte de montarea unei baterii noi este necesar să se măsoare tensiunea fiecărui element. Dacă tensiunea elementelor este aproximativ aceeași atunci se poate monta definitiv bateria și se poate efectua încărcarea ei. Dacă tensiunea elementelor diferă puțin una de cealaltă și în acest caz se poate executa încărcarea, însă după 10—15 min de încărcare cu curentul nominal de 300 mA este necesar să se măsoare tensiunea fiecărui element. Dacă acestea sînt egale și reprezintă 1,2—1,25 V, atunci elementele sînt în stare bună și se poate executa în continuare încărcarea lor. Încărcarea completă la curentul nominal de 300 mA durează 12—14 h.

În cazul cînd după 10—15 min de încărcare tensiunea pe elemente nu se egalează, se recomandă să se conecteze în derivație toate elementele și să se mărească

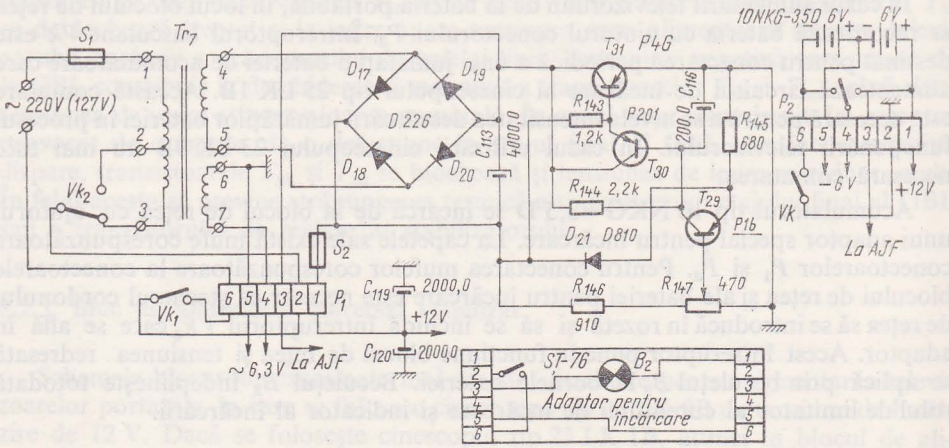


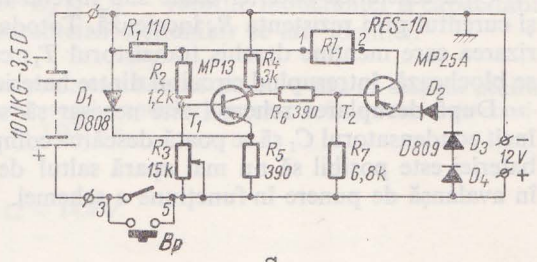
Fig. 8.5. Schema practică a blocului de alimentare stabilizat pe trei tranzistoare.

curentul de încărcare de 10 ori, adică pînă la aproximativ 1 A. Dacă și după aceasta în regim de încărcare normală tensiunile pe elemente nu se egalează, atunci înseamnă că în baterie există elemente defecte care trebuie înlocuite.

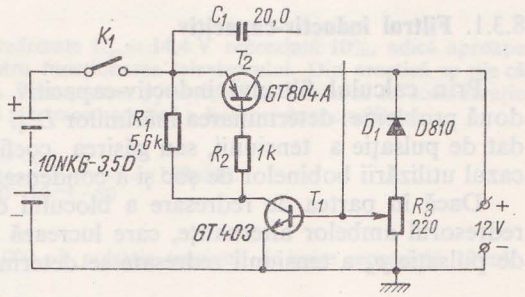
Bateria 10 NKG—3,5D este protejată împotriva exploziilor. Totuși la descărcarea sa excesivă în interiorul carcasei ermetice a elementelor presiunea gazului

creşte, ceea ce poate duce la scoaterea din funcţiune a bateriei sau chiar la distrugerea carcasei. Întrucît în televizorul portabil în procesul funcţionării cu alimentare de la baterie se poate epuiza întreaga sa capacitate, apare necesitatea unui dispozitiv care să prevină descărcarea sa completă. Dispozitivul de decuplare sau releul de tensiune minimă (RTM) trebuie să decupleze bateria de la televizor atunci cînd tensiunea sa a scăzut pînă la o valoare periculoasă. Pentru bateria 10 NKG—3,5D limita minimă a tensiunii reprezintă aproximativ 0,5 V.

În fig. 8.6 sînt prezentate două scheme de instalaţii de decuplare: cu comandă derivaţie (fig. 8.6, *a*) şi cu comandă serie (fig. 8.6 *b*). Schema cu comandă derivaţie lucrează în felul următor. La apăsarea butonului de conectare a bateriei (B_p) tensiunea se aplică la primul etaj, realizat pe tranzistorul T_1. În cazul unei mărimi a tensiunii bateriei care depăşeşte tensiunea de stabilizare a diodei de referinţă D_1, aceasta se deblochează şi aplică tensiunea de blocare la circuitul de emitor al tranzistorului T_1. Aceasta duce la deblocarea tranzistorului T_2 şi la declanşarea releului Rl_1, al cărui contact este conectat în derivaţie pe butonul de pornire *Bp*. Acum, dacă se eliberează butonul, tensiunea bateriei se aplică la sarcină prin contactele scurtcircuitate ale releului Rl_1. În felul acesta se cuplează bateria.



a



b

Fig. 8.6. Scheme practice de releu de tensiune minimă:
a — tip derivaţie; *b* — tip serie.

Pe măsura utilizării bateriei, tensiunea ei se micşorează şi la atingerea unei anumite mărimi, de exemplu egală cu tensiunea de stabilizare a stabilitronului, dioda D_1 se blochează. Ca urmare, tranzistorul T_1 se deblochează, iar tranzistorul T_2 se blochează. Curentul prin înfăşurarea releului Rl_1 încetează să mai circule şi con-

tactul său se desface, decuplînd bateria de la televizor. Nivelul de declanşare al *RTM* se reglează în anumite limite prin potenţiometrul R_3.

În fig. 8.6, *b* este prezentată o schemă mult mai simplă de RTM cu comandă serie. Ea lucrează în felul următor. La închiderea întreruptorului K_1 condensatorul C_1 se încarcă prin rezistenţa R_3 pînă la tensiunea bateriei. Căderea de tensiune de scurtă durată pe potenţiometrul R_3 produsă de curentul de încărcare a condensatorului C_1 deblochează tranzistorul T_1. Curentul tranzistorului T_1, circulînd prin rezistenţa R_3, produce pe el o cădere de tensiune a cărei mărime este suficientă pentru a aduce tranzistorul T_2 în stare de saturaţie.

În acest caz tensiunea bateriei, redusă întrucîtva prin căderea de tensiune pe joncţiunea colector-emitor a tranzistorului saturat T_2, se aplică la catodul stabilitronului D_1. Dacă această tensiune depăşeşte tensiunea de referinţă a stabilitronului, atunci prin rezistenţa R_3 circulă curent. Căderea de tensiune pe rezistenţa R_3 la trecerea acestui curent menţine tranzistorul T_1 şi prin urmare şi tranzistorul T_2 în stare de conducţie. Curentul de la baterie spre sarcină, prin rezistenţa mică de saturaţie a tranzistorului T_2, va circula atît timp cît tensiunea bateriei este mai mare decît tensiunea de referinţă a stabilitronului.

Cînd tensiunea bateriei scade sub nivelul indicat, stabilitronul D_1 se blochează şi curentul prin rezistenţa R_3 încetează. Totodată, în mod instantaneu dispare polarizarea care menţine deschis tranzistorul T_1; ca urmare, tranzistorul T_1 şi apoi T_2 se blochează, întrerupînd circuitul dintre baterie şi sarcină.

După decuplarea schemei este necesar să se întrerupă şi întreruptorul K_1 astfel încît condensatorul C_1 să se poată descărca complet. În caz contrar, după reîncărcarea bateriei este posibil să nu mai apară saltul de tensiune care să provoace procesul în avalanşă de punere în funcţiune a schemei.

8.3. Calculul elementelor sursei de alimentare

8.3.1. Filtrul inductiv-capacitiv

Prin calculul filtrului inductiv-capacitiv al tensiunii redresate se pot rezolva două probleme: determinarea mărimilor L şi C ale filtrului care asigură coeficientul dat de pulsaţie a tensiunii, sau găsirea coeficientului de pulsaţie care se obţine în cazul utilizării bobinelor de şoc şi a condensatoarelor standard [48].

Dacă în partea de redresare a blocului de alimentare de la reţea este folosit redresorul ambelor alternanţe, care lucrează pe capacitatea C_r, atunci coeficientul de pulsaţie p_n a tensiunii redresate se determină cu formula:

$$p_r = \frac{16 \cdot 10^{-2} I_s}{C_r U_r f}, \tag{8.1}$$

unde I_s este curentul de sarcină, f — frecvenţa de oscilaţie a tensiunii alternative a reţelei.

Pentru calculul filtrului este dată tensiunea de alimentare E. Tensiunea redresată U_r trebuie să fie mai mare decît E, deoarece pe bobina de șoc a filtrului se produce o cădere de tensiune care de regulă nu depășește 20% din tensiunea redresată, adică

$$U_r = 1{,}2\,E. \tag{8.2}$$

În cazul folosirii filtrului cu o singură secțiune, format din bobina de șoc L_f și condensatorul C_f, coeficientul de pulsație p_f a tensiunii E scade în comparație cu p_r și se calculează cu relația:

$$p_f = \frac{15 \cdot 10^{-5} p_r}{L_f C_f f}. \tag{8.3}$$

Regimul optim de filtrare se obține în cazul $C_r = C_f$. Calculul celei de a doua secțiuni a filtrului LC se poate face după relația (8.3), dacă în locul lui p_r se introduce valoarea lui p_f, iar în locul mărimilor L_f și C_f — valorile inductanței și capacității celei de a doua secțiuni. De obicei parametrii secțiunilor se iau identici.

Exemplul 8.1. Ca exemplu, să calculăm parametrii filtrului LC cu o singură secțiune pentru tensiunea redresată care se obține la ieșirea redresorului ambelor alternanțe. Ca mărimi date considerăm $E = 12$ V, $I_s = 1$ A, $f = 50$ Hz și $C_r = 2\,000\ \mu$F.

După formula (8.2) găsim:

$$U_r = 1{,}2 \cdot 12 = 14{,}4 \text{ V}.$$

Atunci, după formula (8.1):

$$p_r = \frac{16 \cdot 10^{-5} \cdot 1}{2\,000 \cdot 10^{-6} \cdot 14{,}4 \cdot 50} = 0{,}1.$$

Aceasta înseamnă că pulsația tensiunii redresate $U_r = 14{,}4$ V reprezintă 10%, adică aproape 1,4 V, ceea ce este cu totul inadmisibil pentru funcționarea televizorului. Din practică se știe că pulsația nu trebuie să depășească 0,1—0,5%. Presupunem $p_f = 0{,}001$ și luîndu-se în considerație egalitatea $C_f = C_r$, după formula (8.3), găsim mărimea necesară a bobinei de șoc a filtrului:

$$L_f = \frac{15 \cdot 10\text{-}^5 \cdot 0{,}1}{0{,}001 \cdot 2\,000 \cdot 10^{-6} \cdot 50} = 150 \text{ mH}.$$

Astfel, pentru $L_f = 150$ mH și $C_f = 2\,000\ \mu$F pulsația tensiunii de ieșire reprezintă 12 mV.

8.3.2. Stabilizatorul cu diodă

Așa cum s-a remarcat, stabilizatoarele cu diodă se folosesc în televizoarele tranzistorizate pentru stabilizarea tensiunilor de alimentare a circuitelor de mică putere. În acest caz se poate considera curentul de sarcină I_s ca fiind constant, iar

calculul stabilizatorului este normal să se facă în condițiile obținerii randamentului maxim.

Datele inițiale pentru calcul sînt: tensiunea de ieșire E, curentul de sarcină I_s, instabilitatea tensiunii redresate U_r, care se caracterizează prin abaterea relativă maximă a mărimii U_r față de valoarea nominală în sensul creșterii

$$\delta_s = \frac{U_{r\,max} - U_r}{U_r}$$

și în sensu scăderii

$$\delta_j = \frac{U_r - U_{r\,min}}{U_r}.$$

După mărimea dată a lui E se alege tipul stabilizatorului, pentru care se cunosc: valoarea medie a tensiunii de stabilizare $U_{st\,med}$, rezistența dinamică r_d, valoarea maximă $I_{st\,max}$ și valoarea minimă $I_{st\,min}$ a curenților din porțiunea liniară a caracteristicii de stabilizare.

Pentru ca stabilitronul ales să asigure regimul normal de stabilizare în cazul valorilor δ_s și δ_j date, este necesar să se îndeplinească inegalitatea:

$$I_s + I_{st\,max} - (I_s + I_{st\,min})\left(1 + \sqrt{\frac{\delta_s + \delta_j}{1 + \delta_s}}\right)\frac{1 + \delta_s}{1 - \delta_j} > 0. \tag{8.4}$$

Cu alte cuvinte, după această inegalitate se verifică dacă stabilitronul a fost bine ales pentru a asigura regimul de stabilizare dat.

Mărimile rezistenței de limitare R (v. fig. 8.2, *a*) și a tensiunii de ieșire U_r se calculează cu formulele:

$$R = \frac{E}{I_s + I_{st\,min}}\sqrt{\frac{\delta_s + \delta_j}{1 + \delta_s}}, \tag{8.5}$$

$$U_r = \frac{E}{1 - \delta_j}\left(1 + \sqrt{\frac{\delta_s + \delta_j}{1 + \delta_s}}\right). \tag{8.6}$$

Întrucît de regulă $R > r_d$, rezistența internă a stabilizatorului R_{id} se poate considera egală cu rezistența dinamică a diodei de referință, adică

$$R_{id} = r_d. \tag{8.7}$$

Coeficientul de stabilizare K_{st} și randamentul stabilizatorului se calculează după formulele:

$$K_{st} = \frac{RE}{r_d U_r}. \tag{8.8}$$

$$\eta = \frac{100\, EI_s}{U_r(I_s + I_{st})}. \tag{8.9}$$

Exemplul 8.2. Să se calculeze parametrii stabilizatorului cu diodă a tensiunii de alimentare a BCC, care consumă un curent maxim $I_s = 8$ V. Întrucît tensiunea redresată se obține din impulsurile de întoarcere ale baleiajului de linii, atunci instabilitatea sa este destul de mare (aproximativ $+ 20 \ldots - 10\%$). De aici rezultă $\delta_j = 0{,}2$ și $\delta_s = 0{,}1$.

După tensiunea de alimentare dată $E = 10$ V alegem tipul diodei de referință. Astfel se consideră că este potrivită dioda D 810, deoarece tensiunea sa de stabilizare se află între limitele 9—10,5 V. Pentru dioda tip D 810 se cunosc următorii parametri: $r_d = 12\,\Omega$, $I_{st\ max} = 25$ mA, $I_{st\ min} = 5$ mA.

Cu formula (8.4) se verifică dacă dioda a fost bine aleasă

$$8 + 25 - (8 + 5)\left(1 + \sqrt{\frac{0{,}1 + 0{,}2}{1 + 0{,}1}}\right)\frac{1 + 0{,}1}{1 - 0{,}1} = 6\ \text{mA} > 0.$$

După cum se vede, inegalitatea (8.4) se îndeplinește și, prin urmare, dioda D810 poate să asigure regimul de stabilizare dat.

După formulele (8.5)—(8.9) găsim:

1) valoarea rezistenței de limitare

$$R = \frac{10}{(8 + 25)\,10^{-3}}\sqrt{\frac{0{,}1 + 0{,}2}{1 + 0{,}1}} = 160\,\Omega;$$

2) valoarea nominală a tensiunii redresate

$$U_r = \frac{10}{1 - 0{,}2}\left(1 + \sqrt{\frac{0{,}1 + 0{,}2}{1 + 0{,}1}}\right) = 19\ \text{V};$$

3) rezistența internă a stabilizatorului

$$R_{id} = r_d = 12\,\Omega;$$

4) coeficientul de stabilizare

$$K_{st} = \frac{160 \cdot 10}{10 \cdot 19} = 8{,}4;$$

5) randamentul

$$\eta = \frac{100 \cdot 10 \cdot 8}{19(8 + 15)} \approx 18\%.$$

8.3.3. Stabilizatorul cu tranzistoare

Un stabilizator de tensiune continuă mult mai eficace îl constituie stabilizatorul cu tranzistor compus și amplificator de curent continuu (v. fig. 8.2, *c*). În afară de aceasta schema sa este universală, deoarece conține ca părți componente circuite de stabilizare mai simple, ale căror scheme sînt prezentate în fig. 8.2, *a*, *b*. De aceea are sens să se elaboreze o metodică de calcul pentru stabilizatorul cu trei tranzistoare, întrucît această metodică va fi valabilă și pentru scheme mai simple.

Calculul stabilizatorului cu tranzistoare are la bază următoarele date inițiale: tensiunea de ieșire E, curentul de sarcină I_s, variația tensiunii redresate la ieșirea stabilizatorului, care este caracterizată de coeficienții δ_s și δ_j; coeficientul de pulsație p_t a tensiunii de ieșire.

Alegerea elementului de comparație (dioda de referință) a stabilizatorului cu tranzistoare se face după mărimea dată a tensiunii de ieșire a stabilizatorului. Pentru stabilizatorul cu amplificator de curent continuu există următorul raport între mărimile E și tensiunea de stabilizare a diodei de referință:

$$U_{st} = mE, \tag{8.10}$$

unde m se află de obicei între limitele 0,5—1,0.

Trebuie precizat că o dată cu micșorarea lui m se micșorează și coeficientul de stabilizare. De aceea dioda de referință trebuie să se aleagă astfel încît mărimea medie a tensiunii stabilizate să nu difere mult de E.

Alegerea tipurilor de tranzistoare pentru etajul compus (de reglare T_1 și de comandă T_2) se face luîndu-se în considerație puterea de ieșire dată $P = EI_s$.

Valorile admisibile pentru curentul de colector $I_{c\,adm2}$ și tensiunea de colector $U_{ce\,adm2}$ ale tranzistorului de reglare T_2 trebuie să îndeplinească următoarele inegalități:

$$I_{c\,adm2} \geqslant 2I_s, \tag{8.11}$$

$$U_{ce\,adm2} \geqslant 1{,}1\ [U_r(1 + \delta_s)(1 + p_t) - E]. \tag{8.12}$$

Mărimea necesară a tensiunii de ieșire U_r trebuie să fie mai mare decît E cu căderea de tensiune dintre colectorul și emitorul tranzistorului de reglare. Luînd în considerație variația lui U_r obținem:

$$U_r = \frac{E + U_{ce\,min2}}{1 - \delta_t}. \tag{8.13}$$

Valoarea $U_{ce\,min2}$ în regim de reglare depinde de tensiunea de saturație U_{sat} a tranzistorului ales și de regulă o depășește pe aceasta de 3—5 ori.

Curentul de bază al tranzistorului T_2 pe care trebuie să-l asigure tranzistorul de comandă T_1, depinde de coeficientul de amplificare în curent β_{min2} al tranzistorului de reglare în regim apropiat de cel de saturație. De aceea mărimea admisibilă a curentului de colector al tranzistorului de comandă trebuie să satisfacă inegalitatea

$$I_{c\,adm} \geqslant 1{,}1\left(\frac{I_s}{\beta_{min\,2}} + I_2\right), \tag{8.14}$$

unde I_2 este curentul prin rezistența R_2 a schemei din fig. 8.2, *c*.

După cum se vede din schema stabilizatorului, mărimea tensiunii admisibile $U_{ce\,adm1}$ a tranzistorului de comandă trebuie de asemenea să satisfacă inegalitatea (8.12).

După valorile găsite ale curenților de colector și tensiunilor tranzistoarelor din etajul compus nu este greu să se obțină relațiile pentru calculul puterilor disipate pe colectorul fiecărui tranzistor

$$P_{c2} = [U_r(1 + \delta_s)(1 + p_t - E]\, I_s, \tag{8.15}$$

$$P_{c1} = [U_r(1 + \delta_s)(1 + p_t) - E]\left(\frac{I_s}{\beta_{min\,2}} + I_2\right). \tag{8.16}$$

Astfel, relațiile (8.11) — (8.16) permit verificarea corectitudinii alegerii tranzistoarelor etajului compus. Pentru amplificatorul de curent continuu care se folosește în televizorul portabil, de regulă, se poate adopta orice tranzistor de mică putere.

Rezistența R_1, conectată în circuitul de colector al tranzistorului T_3, trebuie să aibă o astfel de valoare încît să asigure mărimea curentului de colector I_{c3}, care ar fi suficientă pentru comanda tranzistorului T_1, adică

$$R_1 = \frac{U_r - E}{I_{c3} + I_s/\beta_{min\,2}\,\beta_{min1}}, \tag{8.17}$$

unde β_{min1} este valoarea minimă a coeficientului statistic de amplificare în curent a tranzistorului de comandă T_1.

Valoarea rezistenței R_2 se determină după formula evidentă

$$R_2 = E/I_2. \tag{8.18}$$

Rezistența R_2 trebuie să aibă o astfel de valoare încît curentul I_2 să reprezinte 10—20% din mărimea curentului de colector al tranzistorului T_1. Valoarea curentului I_{c3} se alege, de regulă, aproximativ egală cu valoarea curentului I_2.

Curentul prin rezistența R_6 nu trebuie să depășească mărimea minimă admisibilă pentru curentul diodei de referință $I_{d\,min}$. De aici

$$R_6 = \frac{E - U_{st}}{I_{d\,min}}. \tag{8.19}$$

Curentul necesar divizorului $R_3 - R_5$ se determină din expresia

$$I_{adm} > \frac{E}{r_d \beta_{min3}}, \tag{8.20}$$

unde r_d este rezistența dinamică a stabilitronului;

β_{min} — valoarea minimă a coeficientului statistic de amplificare în curent a tranzistorului T_3.

Valorile rezistențelor $R_3 - R_5$ se calculează cu formulele:

$$R_4 = \frac{E\,(1 - 1{,}2\,m)}{I_{div}}, \tag{8.21}$$

$$R_3 = \frac{0{,}4\,Em}{I_{div}}, \tag{8.22}$$

$$R_5 = \frac{0{,}8\,mE}{I_{div}}. \tag{8.23}$$

Rezistența internă a stabilizatorului se calculează cu formula

$$R_{ist} = \frac{\beta_{min3}\, r_d + R_{in3}}{m\beta_{min1}\,\beta_{min2}\,\beta_{mir3}} + \frac{(R_3 + R_4 + R_5)\,(1-m)}{\beta_{min1}\,\beta_{min2}\,\beta_{min3}}. \tag{8.24}$$

Coeficientul de stabilizare se determină în felul următor:

$$K_{st} = \frac{mR_1E}{R_{i\,st}\,\beta_{min1}\,\beta_{min2}\,U_r}. \tag{8.25}$$

Exemplul 8.3. Să se calculeze stabilizatorul cu tranzistoare pentru tensiunea de ieșire $E = 12$ V și curentul de sarcină maxim $I_s = 1{,}2$ A (acest curent se consumă în televizoarele în care se folosesc generatoarele de baleiaj GBL—1 și GBC—1), care asigură regimul de stabilizare în condițiile $\delta_j = 0{,}1$, $\delta_s^g = 0{,}05$ și $p_t = 0{,}05$.

Pentru $E = 12$ V conform relației (8.10) alegem dioda de referință tip D 810, deoarece $U_{st} = 9-10{,}5$ V satisface cerința referitoare la mărimea lui m:

$$m = \frac{U_{st\ med}}{E} = \frac{9{,}7}{12} = 0{,}8.$$

Pentru ridicarea siguranței în funcționare a diodei de referință se recomandă ca în calcule să se adopte mărimea $I_{d\ max}$ cu 20—30% mai mică decît mărimea limită, care pentru dioda D810 reprezintă 25 mA. În consecință avem $I_{d\ max} = 20$ mA. Din exemplul 8.2 pentru dioda D810 se cunosc valorile: $I_{d\ min} = 5$ mA, $r_d = 12\ \Omega$.

Conform relației (8.11) tranzistorul de reglare trebuie să aibă

$$I_{c\ adm2} \geqslant 2.1{,}2 = 2{,}4\ \text{A}.$$

Această cerință este îndeplinită de tranzistorul P 4G (P 4DE), pentru care $I_{c\ adm2} = 5$A, $U_{ce\ adm2} = 50$ V, $U_{sat} = 0{,}5$ V, $\beta_{min2} = 20$.

Cunoscînd mărimea U_{sat}, după formula (8.13) găsim

$$U_r = \frac{12 + 5 \cdot 0{,}5}{1 - 0{,}1} = 16\ \text{V}.$$

Tranzistorul tip P 4G satisface, de asemenea, cerința tensiunii admisibile, deoarece conform relației (8.12)

$$U_{ce\ adm2} = 50\ \text{V} > 1{,}1\ [16\ (1 + 0{,}05)(1 + 0{,}05) - 12] = 5{,}6\ \text{V}.$$

În cazul utilizării în etajul de comandă T_1 a tranzistorului tip G T403A prin rezistența R_2 circulă curentul $I_2 = 10$ mA. Pentru tranzistorul GT 403A avem $I_{c\ adm1} = 1{,}25$ A, $U_{ce\ adm1} = 45$ V, $\beta_{min1} = 50$.

Cu ajutorul formulelor (8.14) și (8.15) ne convingem că tranzistorul GT 403A satisface cerințele referitoare la valorile admisibile ale curentului și tensiunii. Prin urmare,

$$I_{c\ adm1} = 1{,}25\ \text{A} > 1{,}1\left(\frac{1\,200}{20} + 10\right) = 77\ \text{mA},$$

$$U_{ce\ adm1} = 45\ \text{V} > 5{,}6\ \text{V}.$$

După formulele (8.15) și (8.16) calculăm valorile puterilor disipate pe tranzistoarele etajului compus:

$$P_{c2} = [16\ (1 + 0{,}05)(1 + 0{,}05) - 12]\ 1{,}2 = 6{,}7\ \text{W},$$

$$P_{c1} = 16\ (1 + 0{,}05)(1 + 0{,}05) - 12\left(\frac{1\,200}{20} + 10\right) = 400\ \text{mW}.$$

Tranzistoarele P 4G și GT 403A sînt capabile să disipe aceste puteri în condițiile utilizării unor radiatoare termice.

După formulele (8.17) și (8.18) calculăm valorile rezistențelor R_1 și R_2. Presupunînd $I_{c2} = I_2 = 10$ mA, găsim:

$$R_1 = \frac{16 - 12}{10 \cdot 10^{-3} + \frac{1{,}2}{20 \cdot 50}} = 360\,\Omega,$$

$$R_2 = \frac{12}{10 \cdot 10^{-3}} = 1{,}2\,\text{k}\Omega.$$

După formula (8.19) găsim

$$R_6 = \frac{12 - 9{,}7}{5 \cdot 10^{-3}} = 460\,\Omega$$

Pentru amplificatorul de curent continuu alegem tranzistorul tip P 16A, pentru care $I_{c\ adm3} = 20$ mA, $\beta_{min3} = 45$. După formula (8.20) găsim mărimea necesară a curentului prin divizor:

$$I_{div} > \frac{12}{12 \cdot 45} = 22\ \text{mA}.$$

Adoptăm $I_{div} = 30$ mA.
După formulele (8.21)–(8.23) calculăm rezistențele divizorului:

$$R_4 = \frac{12\,(1 - 1{,}2 \cdot 0{,}8)}{30 \cdot 10^{-3}} = 16\,\Omega,$$

$$R_3 = \frac{0{,}4 \cdot 12 \cdot 0{,}8}{30 \cdot 10^{-3}} = 130\,\Omega,$$

$$R_5 = \frac{0{,}8 \cdot 0{,}8 \cdot 12}{30 \cdot 10^{-3}} = 260\,\Omega.$$

Din cauza valorii mici a lui R_4 aceasta poate lipsi din schemă mărind pînă la 150 Ω valoarea rezistenței R_3.

În cazul $R_1 = 360\,\Omega$ se poate considera că rezistența de intrare a amplificatorului de curent continuu R_{in3} este aproximativ egală cu 200 Ω. Atunci după formulele (8.24) și (8.25) găsim:

$$R_{ist} = \frac{45 \cdot 12 + 200}{0{,}8 \cdot 50 \cdot 20 \cdot 45} + \frac{(130 + 16 + 260)(1 - 0{,}8)}{50 \cdot 20 \cdot 45} = 0{,}0183\,\Omega,$$

$$K_{st} = \frac{0{,}8 \cdot 360 \cdot 12}{0{,}0183 \cdot 50 \cdot 20 \cdot 16} = 12.$$

8.4. Construcția blocului de alimentare

Televizorul portabil tranzistorizat, din punct de vedere al utilizării sale, este universal. El poate fi exploatat ca televizor de cameră, ca televizor portabil și ca televizor de automobil. Însă pentru toate cele trei cazuri de utilizare, pentru alimentarea sa, sînt necesare surse de alimentare diferite: în primul rînd — blocul de rețea, în al doilea rînd bateria portabilă și în al treilea rînd acumulatorul de automobil. Pentru a ușura construcția televizorului și a-l face mai mobil în exploatare, este normal ca blocurile de alimentare de la rețea și de la baterie să fie făcute demontabile și interschimbabile. Această soluție constructivă este optimă pentru blocurile universale complexe, care folosesc stabilizatoare de tensiune. Schemele mai simple de putere mică (de exemplu, fig. 8.3), care conțin un număr relativ mic de elemente, pot fi montate direct pe șasiul televizorului.

Parametrii constructivi ai blocului de rețea (dimensiuni, greutate, configurație etc), depind în mare măsură de datele transformatorului de alimentare. După cum se știe, dimensiunile transformatorului de alimentare sînt determinate de puterea de ieșire a blocului de alimentare. În tabelul 8.1 sînt prezentate datele constructive ale transformatoarelor blocurilor de alimentare, ale căror scheme sînt prezentate în fig. 8.3 — 8.5. Transformatoarele pot fi bobinate atît pe carcase cît și fără carcase. Între straturile înfășurărilor trebuie să se pună hîrtie subțire de condensator. Ca miezuri pot fi folosite miezurile formate din tole sub formă de E sau miezuri tip (III) confecționate din bandă subțire de oțel electrotehnic, de înaltă calitate.

În cazul alimentării televizorului portabil, care folosește schemele economice GBL—2 și GBC—2, de la blocul de rețea din fig. 8.5, transformatorul de alimentare Tr_7 poate fi micșorat mult ca mărime și greutate. Dacă televizorul consumă mai puțin de 8 W atunci transformatorul de alimentare poate fi bobinat pe miez toroidal de dimensiuni 55 × 30 × 35 mm sau miez tip E, format din tole tip E 20 × 30 mm. În acest caz, datele constructive sînt următoarele: w_{12} — 830 spire de conductor PEV—1 0,23; w_{23} — 640 spire de conductor PEV—1 0,19; w_{45} — 110 spire de conductor PEV—1 0,59 (înfășurarea de filament lipsește). Tensiunea de mers în gol pe înfășurarea w_{45} reprezintă 19 V, iar în sarcină 16 V.

Construcția blocului de rețea o examinăm pe exemplul blocului de alimentare universal de la rețeaua de curent alternativ, a cărui schemă este prezentată în fig. 8.7. Partea principală o constituie carcasa, compusă din placa de bază *1*, placa din spate *2*, placa din față *3* și capacul *4*. Toate cele patru părți ale carcasei sînt confecționate din tablă subțire de duraluminiu, desenele lor fiind prezentate în fig. 8.8, *a*, *b*, *c*, *d*. Înainte de asamblare fiecare placă se îndoaie așa cum se indică prin liniile punctate, obținîndu-se forma carcasei din fig. 8.7.

În partea din stînga a plăcii de bază a carcasei (fig. 8.8, *a*) se instalează transformatorul de alimentare Tr_7 (*1*). În partea dreaptă — condensatorul electrolitic C_{113} (*2*) tip K50—6 de 4000 μF la 25 V, precum și placa imprimată cu montajul schemei stabilizatorului de tensiune (*3*). Dimensiunile plăcii: 64 × 43 mm. În partea din mijloc a plăcii de bază sînt fixate întreruptorul basculant pentru tensiunea de rețea Vk_2 (*4*), conectorul cu șase contacte (*5*) și radiatorul cu tranzistorul T_{31}

Tabelul 8.1

Datele constructive ale transformatoarelor de alimentare

Numărul desenului	Notația convențională a transformatorului (bobinei de șoc)	Tipul miezului	Notația înfășurării	Numărul de spire	Tipul conductorului	Ordinea de bobinare
8.3	*Tr*	ȘL 16 × 20 sau Ș 20 × 35	w_{12}	1200	PEV—1 0,31	La început w_{12} și w_{23}, apoi w_{45}
			w_{23}	920	PEV—1 0,24	
			w_{45}	180	PEV—1 0,39	
8.3	$Bș_4$	Ș 10 × 18	—	—	PEV—1 0,59	Se bobinează pînă la umplere
8.4	*Tr*	Ș 20 × 40	w_{12}	1100	PEV—1 0,29	La început w_{12} și w_{23} apoi w_{45} și w_{56}
			w_{23}	850	PEV—1 0,23	
			w_{45}	150	PEV—1 0,39	
			w_{56}	150	PEV—1 0,39	
8.5	Tr_7	ȘL 16 × 20 sau Ș 20 × 40	w_{12}	1100	PEV—1 0,29	La început w_{12} și w_{23}, apoi w_{45} și w_{67}
			w_{23}	850	PEV—1 0,23	
			w_{45}	150	PEV—1 0,39	
			w_{67}	30	PEV—1 0,39	

tip P_4. Poziţiile elementelor pe placa de bază a carcasei (fig. 8.8, *a*) sînt indicate prin linii întrerupte şi prin numere corespunzătoare. Radiatorul tranzistorului este izolat faţă de placa de bază.

Blocul de reţea descris este destinat pentru alimentarea televizorului în care este folosit cinescopul tip 25LK1B. Acest cinescop are lungimea gîtului suficient de mare şi de aceea în cazul dispunerii blocului în partea din spate a televizorului, carcasa blocului are o configuraţie complicată, adică o concavitate în partea din mijloc. În această concavitate intră gîtul cinescopului, atunci cînd blocul se instalează în televizor (v. fig. 8.7, *c*). În cazul utilizării cinescopului cu gît scurt 23LK9B blocul de reţea poate avea o formă dreptunghiulară.

Construcţiile plăcilor din faţă şi din spate ale carcasei sînt prezentate în fig. 8.8, *b*, *c*. În partea din mijloc a părţii din faţă există un orificiu dreptunghiular în care intră conectorul care serveşte pentru cuplarea blocului la televizor. Într-o crestătură cu diametrul de 15 mm intră antena telescopică, cînd blocul se instalează în televizor (construcţia detaliată a televizorului va fi descrisă în capitolul următor. Placa din spate are un orificiu dreptunghiular mic, prin care trece butonul întreruptorului basculant Vk_2, şi un mare număr de orificii de ventilaţie. Zona de dispunere a acestora este figurată punctat în desenul din fig. 8.8, *c*.

Capacul carcasei se execută cu concavitatea necesară pentru gîtul cinescopului. În partea din stînga a acestei plăci se fixează rigleta cu siguranţele S_1 de 0,5 A şi

S_2 de 2 A. Accesul la siguranțe este asigurat printr-un orificiu special prevăzut în capac.

Pe placa imprimată se montează toate elementele stabilizatorului în afară de tranzistorul T_{31}. Ca potențiometru R_{147} se folosește rezistența variabilă tip SP3—1b.

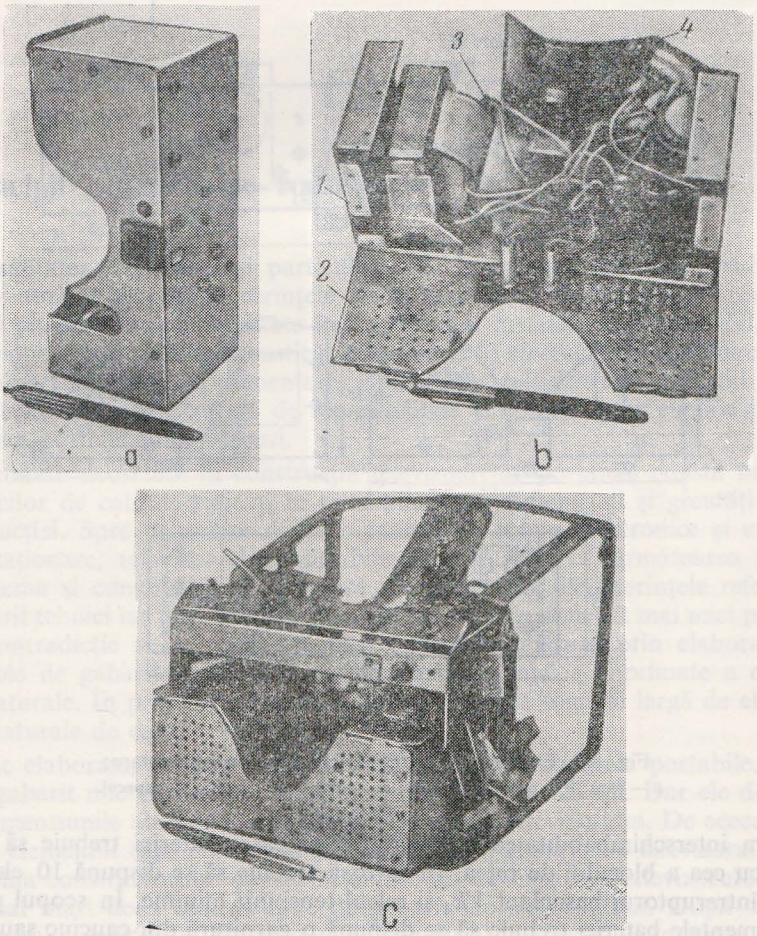


Fig. 8.7. Construcția blocului de alimentare de la rețea:
a — vedere exterioară a blocului asamblat; *b* — blocul în detaliu; *1* — baza; *2* — peretele din față; *3* — peretele din spate; *4* — capacul; *c* — instalarea blocului pe șasiul televizorului.

Pentru acționarea sa, în placa din spate a carcasei este prevăzută o deschidere specială. Conectarea blocului racordat la televizor, se execută prin întrerupătorul Vk_1 care face corp comun cu potențiometrul de reglare a volumului.

În cazul utilizării în montaj a pieselor în bună stare de funcționare acordul blocului de alimentare constă numai în obținerea valorii nominale a tensiunii de ieșire cu ajutorul potențiometrului R_{147}.

Carcasa bateriei tip 10NKG—3,5 D este bine să fie executată în întregime din sticlă organică (poate fi folosită, de asemenea, tablă de duraluminiu sau oțel). Pentru

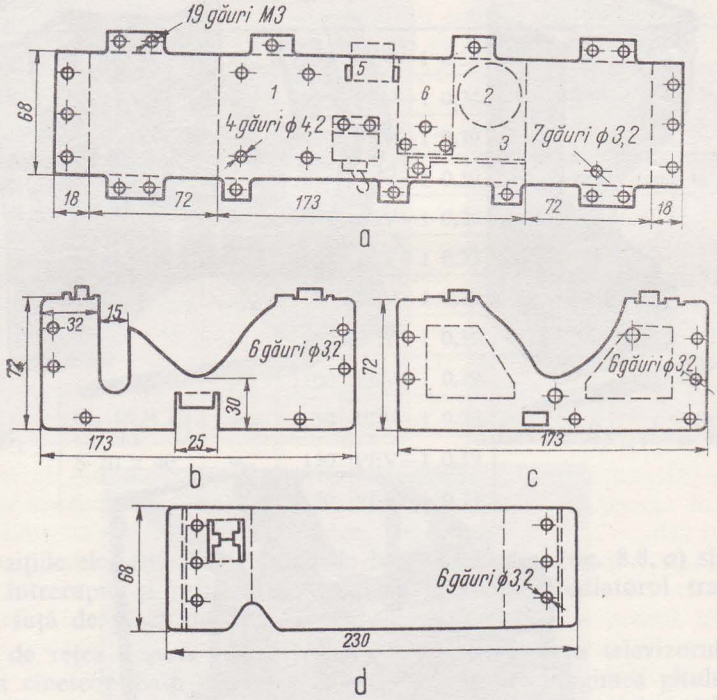


Fig. 8.8. Construcția carcasei blocului de alimentare:
a — baza; *b* — peretele din față; *c* — peretele din spate; *d* — capacul.

a asigura interschimbabilitatea configurației carcasei bateriei trebuie să fie exact aceeași cu cea a blocului de rețea. În carcasă trebuie să se dispună 10 elemente de baterie, întreruptorul basculant Vk_3 și releul tensiunii minime. În scopul protecției, între elementele bateriei trebuie să se dispună o garnitură din cauciuc sau de masă plastică cu grosimea de 3—5 mm. Schema RTM corespunzătoare fig. 8.6 poate fi montată pe placa imprimată.

Capitolul 9

Construcţia televizorului portabil

9.1. Principii generale ale construcţiei

Universalitatea destinaţiei şi particularităţile în exploatarea televizorului portabil tranzistorizat determină cerinţele de bază ale construcţiei sale: greutate şi dimensiuni cît mai mici, comoditate în transport şi instalare pe automobil, densitatea componentelor, calitatea acustică, comoditate în efectuarea acordului operativ în schimbarea blocurilor de alimentare. Construcţia televizorului portabil trebuie să satisfacă de asemenea cerinţa de reparabilitate şi cerinţa unor cuplaje parazite cît mai mici posibile între blocuri.

O dificultate deosebită în construcţia televizoarelor portabile constă în asigurarea indicilor de calitate ridicaţi în condiţiile unor dimensiuni şi greutăţi reduse ale construcţiei. Spre deosebire de televizoarele cu tuburi electronice şi cu tranzistoare staţionare, televizoarelor portabile le este specifică următoarea contradicţie: schema şi construcţia se complică, deoarece se ridică cerinţele referitoare la parametrii tehnici iar dimensiunile şi greutatea trebuie să fie cît mai mici posibile. Această contradicţie se soluţionează într-o oarecare măsură prin elaborarea de subansamble de gabarite mici şi prin utilizarea montajelor imprimate a elementelor miniaturale. În prezent industria sovietică produce o gamă largă de elemente radio miniaturale de calitate ridicată.

Au fost elaborate, de asemenea, special pentru televizoarele portabile, cinescoape de gabarit mic cu dimensiuni ale ecranului de 16—25 cm. Dar ele depăşesc cu mult dimensiunile altor subansamble şi blocuri ale televizorului. De aceea cinescopul este elementul care determină dimensiunile de gabarit ale televizorului portabil. Sarcina constructorului constă în a face ca dimensiunile televizorului să nu fie mult mai mari decît dimensiunile de gabarit ale cinescopului. După raportul dintre volumul cinescopului şi volumul de gabarit al televizorului se poate aprecia densitatea construcţiei.

Parametrii constructivi ai televizorului depind atît de dimensiunile geometrice cît şi de datele electrice ale cinescopului. Pentru modelele moderne de microtelevizoare tranzistorizate, în care se folosesc cinescoape cu unghiuri de deflexie de 70—90°, într-o primă aproximaţie se poate considera că energia consumată de televizor de la sursa de alimentare depinde direct proporţional de dimensiunile ecranului. Şi cu cît mai mare este energia consumată de televizor cu atît mai mari

vor fi dimensiunile și greutatea sursei de alimentare, cu atît mai complicate și mai masive devin circuitele de stabilizare și filtrare a tensiunii de alimentare, diferitele blocuri și subansamble ale televizorului. În afară de aceasta, în cazul dimensiunilor mari ale ecranului, se măresc dimensiunile și greutatea cinescopului însuși și a întregii construcții.

Esențial pentru construcția televizorului sînt, de asemenea, parametrii cinescopului, ca unghiul de deflexie și diametrul gîtului. Cu cît este mai mic unghiul de deflexie, cu atît este mai lung cinescopul și în consecință se mărește adîncimea televizorului, ceea ce contravine tendinței moderne de construcție „plată" a televizoarelor, la care dimensiunile carcasei în adîncime sînt mult mai mici decît lățimea și înălțimea. Din acest punct de vedere este de dorit să se folosească cinescoape cu unghiuri de deflexie mari (90 sau chiar 110°).

Cinescoapele cu asemenea unghiuri de deflexie permit obținerea unor construcții care răspund cerințelor moderne. Dar în cazul măririi unghiului de deflexie crește energia consumată de televizor ceea ce, așa cum s-a remarcat mai sus se manifestă negativ asupra schemei și construcției. De aceea se recomandă ca cinescoapele cu unghiuri de deflexie de 110° să se folosească numai în televizoarele tranzistorizate care se alimentează de la rețea, adică în televizoarele cu dimensiunea ecranului mai mare de 30 cm. Pentru televizoarele portabile care se alimentează de la baterie o importanță primordială o are reducerea energiei consumate și din acest punct de vedere, soluția optimă constă în folosirea tuburilor cinescop cu unghi de deflexie de 90°.

Al doilea subansamblu, care determină în mare măsură construcția televizorului, îl constituie blocul de alimentare. Sînt posibile trei variante de legare a blocului de alimentare cu televizorul: bloc de rețea propriu și baterie demontabilă, blocuri de alimentare de la rețea și de la baterie interschimbabile, blocuri separate. Necesitatea dispunerii blocurilor de alimentare în caseta televizorului este condiționată de cerința de comoditate în exploatare. Dar totodată, se complică mult construcția televizorului; apar dificultăți în realizarea unei construcții artistice.

Elaborarea blocurilor de alimentare de gabarit mic și a subansamblelor separate ale televizorului, utilizarea elementelor radio miniaturale permit crearea unor construcții foarte compacte de televizoare. O metodă eficace de miniaturizare a televizoarelor o constituie utilizarea montajului imprimat cu dispunerea verticală a elementelor pe placă. Din punct de vedere al reducerii gabaritului construcției se recomandă ca schemele de montaj ale televizorului să se execute pe cîteva plăci imprimate mici. Ca exemplu, în fig. 9.1 și fig. 9.2 sînt prezentate două metode de dispunere a plăcilor imprimate în televizoarele portabile [50, 2].

În cazul utilizării în televizor a mai multor plăci imprimate este mai ușor să se rezolve problema construcției optime îmbinată cu un aspect exterior estetic. În acest caz este inevitabilă utilizarea cuplajelor între plăci prin conductoare multifilare ceea ce îngreuează construcția și repararea televizorului, reduce calitatea și siguranța sa în funcționare.

O importanță deosebită o are cerința de reparabilitate a televizorului. În cazul existenței cuplajelor prin conductoare multifilare este foarte greu să se descopere

defecțiunile în televizor. Din punct de vedere al reparării, construcția televizorului trebuie să asigure accesul liber la diferitele subansamble și blocuri fără demontarea carcasei, și de asemenea posibilitatea înlocuirii elementelor scoase din funcțiune. În acest sens, construcția televizorului pe o singură placă imprimată este mult mai rațională.

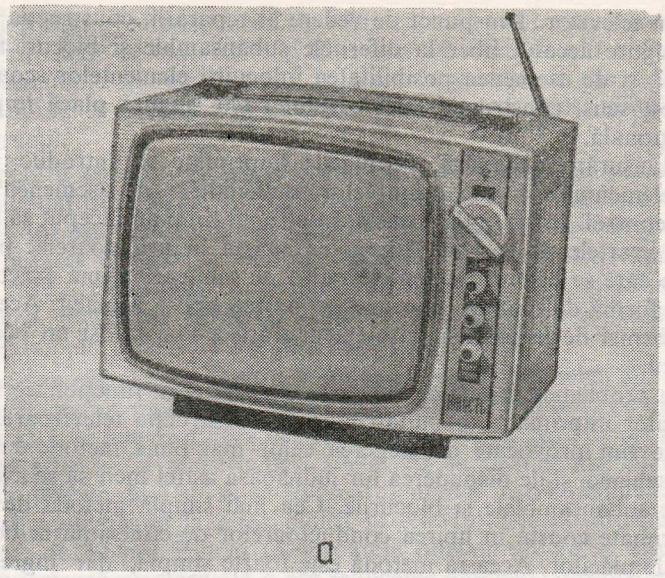
În scopul ușurării depanării, pe plăcile imprimate se introduc notațiile din schemă ale elementelor și subansamblelor, indicîndu-se de asemenea punctele de conexiune și control. În afară de aceasta, în ultimul timp au început să se folosească așa-numitele „cartele de traseu". Ideea lor constă în următoarele: pe fața plăcii imprimate pe care se dispun elementele radio, se schițează copia exactă a schemei, realizată sub formă de montaj imprimat pe partea opusă a plăcii. Aceasta permite urmărirea schemei de la element la element, fără a mai folosi un bec pentru iluminarea plăcii.

O dată cu problemele legate de ridicarea siguranței în funcționare și de reparabilitatea plăcilor imprimate, dificultăți mari în construcția televizoarelor portabile tranzistorizate sînt provocate de alegerea celor mai bune metode de racordare a lor conform schemei și de dispunerea lor judicioasă astfel încît să se asigure accesul liber la toate subansamblele și blocurile. Cea mai simplă metodă de racordare a plăcilor imprimate constă în lipirea conductoarelor de conexiuni la bornele corespunzătoare ale plăcilor. Această metodă este foarte simplă, dar îngreuează descoperirea defecțiunilor și complică procesul de înlocuire a plăcilor, deoarece este necesară dezlipirea conductoarelor de conexiuni. În cazul dezlipirii conductoarelor este posibilă ruperea sau desprinderea circuitelor imprimate precum și întreruperea contactelor ca urmare a oxidării lor.

La modelele moderne constructorii au renunțat la o asemenea metodă de racordare a plăcilor imprimate. Au fost elaborate metode mai comode și mai sigure. Toate acestea se bazează pe utilizarea a diferite tipuri de conectoare. Deseori se folosesc conectoare cu mai multe contacte (15—20) de tip „cuțit". Asemenea conectoare au contacte arcuite care asigură racordarea sigură a plăcii. Siguranța conexiunii se mărește prin acoperirea contactelor conectorului și ale plăcii cu aliaje speciale stabile la uzură și oxidare. Pentru comoditatea racordării placa imprimată se construiește astfel încît capetele conductoarelor de contact să fie scoase pe aceeași parte a plăcii. Contactele se numerotează atît pe placă cît și pe conector ceea ce ușurează asamblarea și repararea televizorului. Pentru a nu confunda poziția în care placa se racordează la conector există o cheie specială care asigură racordarea corectă a plăcii.

Se folosesc și alte metode de racordare a plăcilor, de exemplu cu ajutorul unor rame și unor contacte separate arcuite. În acest caz, conductoarele plăcii imprimate se termină cu niște suporți care de regulă se dispun într-o anumită ordine la marginea plăcii. La capătul conductorului de conexiune care trebuie să fie racordat la suportul corespunzător există un contact arcuit care asigură o conexiune sigură cu suportul. Pentru a nu confunda ordinea de conectare a conductoarelor de conexiuni la înlocuirea plăcii, ele au un marcaj colorat.

Suportul corespunzător unui anumit conductor de conexiune este notat cu aceeași culoare ca și conductorul respectiv. În unele cazuri, pentru simplificarea înlocuirii



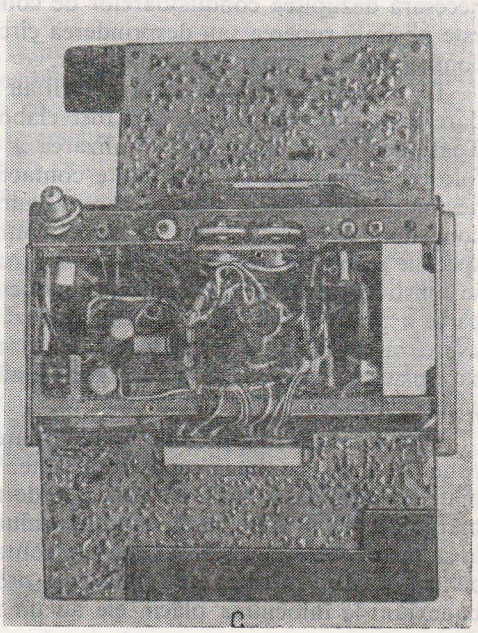


Fig. 9.1. Construcţia televizorului „Iunosti":
a — vedere exterioară; *b* şi *c* — montajul plăcilor imprimate (vedere din faţă şi din spate).

plăcii, mai multe contacte ale conductoarelor de conexiuni se unesc într-un grup consolidat pe o placă specială. În felul acesta, procesul de înlocuire a plăcii durează mai puțin, deoarece se pot decupla dintr-o dată mai multe conductoare de conexiuni.

Metoda de racordare a plăcilor imprimate cu ajutorul conectoarelor tip „cuțit" cu mai multe contacte se bazează pe utilizarea conectoarelor tip ȘR. Aceste conectoare constau din două părți, una se racordează cu ajutorul conductoarelor de

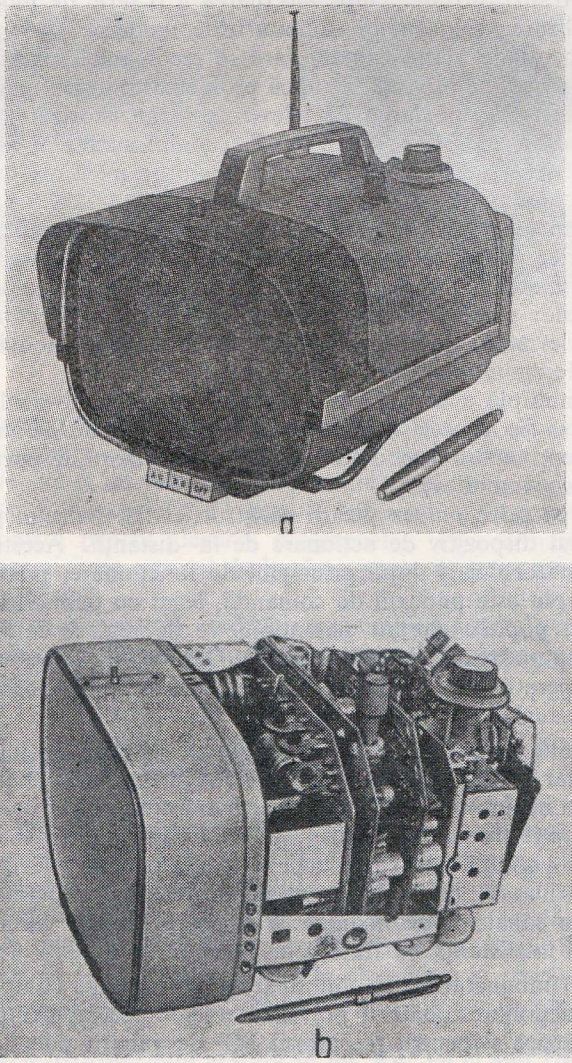


Fig. 9.2. Construcția televizorului japonez Sony—803w:
a — vedere exterioară; *b* — montajul plăcilor imprimate.

conexiuni la placă, iar cealaltă la schema televizorului. Calitatea unei asemenea metode de racordare a plăcilor, constă în faptul că în cazul unei rezerve corespunzătoare a lungimii conectoarelor de conexiuni placa imprimată poate fi scoasă din televizor fără nici o dificultate. Aceasta este foarte comod în cazul acordului și depanării.

În ultimul timp s-a conturat tendința de unificare și universalizare a televizoarelor portabile tranzistorizate. După efectuarea a o serie de modernizări a televizoarelor cu utilizarea elementelor miniaturizate moderne, au fost elaborate subansamble și blocuri de înaltă calitate care se recomandă foarte bine în procesul de exploatare. În această privință se ridică problema utilizării mai ales a subansamblelor folosite într-o gamă largă de televizoare tranzistorizate. Asemenea subansamble de televizor, ca BCC, AFII, AVF, canalul sunetului asociat, canalul de sincronizare ale căror scheme și construcții depind în mică măsură de dimensiunile ecranului cinescopului, pot fi complet unificate.

Pentru a face universală utilizarea blocurilor și subansamblelor unificate, este de dorit ca acestea să fie realizate sub formă de moduli separați, montați pe o singură placă imprimată. Avînd placa imprimată unificată, pe ea se poate efectua selecționarea modulilor care răspund cerințelor referitoare la o construcție concretă. De exemplu, televizorul de automobil trebuie să conțină moduli suplimentari de protecție față de zgomote.

Destinația multiplă a televizorului portabil impune universalitatea construcției sale; el trebuie să fie în același timp portabil, staționar sau de automobil. În afară de aceasta, uneori apare necesitatea utilizării televizorului portabil ca instalație de control video (monitor).

Primul pas pe calea universalizării construcției televizorului portabil îl constituie crearea unui dispozitiv de acționare de la distanță. Acesta simplifică mult exploatarea televizorului și după principiul de funcționare, poate fi cu fir și fără fir. Cel mai simplu este pupitrul de comandă, legat cu televizorul printr-un cablu multifilar. Acest pupitru conține potențiometre de reglare care dublează potențiometrele corespunzătoare ale televizorului. Dezavantajul acestuia este că nu asigură acordul operativ sub toate aspectele al televizorului, deoarece blocul BCC, cu butoanele de reglare respective, se găsește în televizor.

De aici rezultă că este de dorit ca și blocul BCC să fie introdus în pupitrul de comandă. Dar în felul acesta apare o nouă dificultate — cuplajul dintre BCC și AFII care are neajunsuri evidente. Ca urmare ajungem la concluzia că și placa traseului de recepție trebuie să fie dispusă în pupitrul de comandă. Astfel obținem cea mai simplă variantă de construcție complexă, cînd televizorul este compus din două blocuri automate: televizorul propriu zis cu generatoarele de baleiaj, etajele finale ale canalelor de imagine și sunet, blocul de alimentare și pupitrul de acționare de la distanță cu traseul de recepție.

Este posibilă îmbunătățirea în continuare a construcției complexe. De exemplu, în pupitrul de acționare poate fi prevăzut un loc special pentru BCC (adaptor) al gamei decimetrice și pentru receptorul MF de gabarit mic. Instalarea adaptorului decimetric permite recepționarea unui program din gama decimetrică, atunci cînd pupitrul este racordat la televizor.

Schema traseului de recepție al pupitrului de acționare de la distanță, permite ca printr-o simplă comutare să se treacă la recepționarea emisiunilor radio MF. În acest caz, BCC îndeplinește funcția de schimbător de frecvență pentru undele MF.

Se poate propune încă o variantă interesantă de folosire a pupitrului de acționare de la distanță. Ca anexă la aceasta se poate construi un bloc cinescop de gaba-

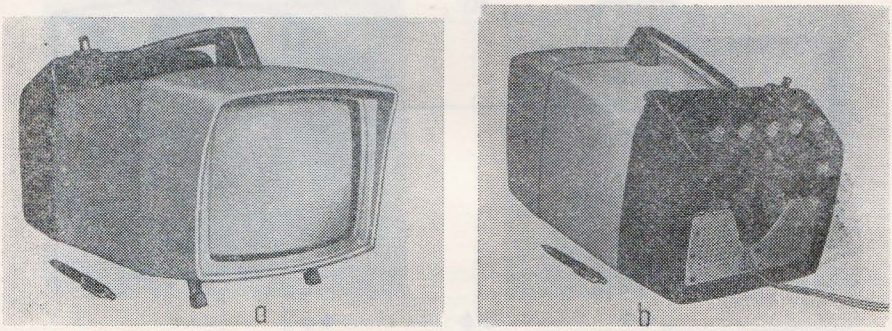


Fig. 9.3. Vedere exterioară a unui televizor portativ:
a — vedere din față; *b* – vedere din spate.

rit mic (de exemplu: tip 6LK1B) cu generatoare de baleiaj de mică putere. În acest caz, pupitrul de acționare de la distanță se transformă într-un televizor portabil miniatural, care din punct de vedere al dimensiunilor se aseamănă cu un receptor radio portabil. Blocul cinescopului de gabarit mic instalat în pupitru poate servi ca instalație de control pentru alegerea programelor. Prin urmare, simultan cu vizionarea unei transmisii pe ecranul de bază se poate conecta ecranul de control pe un al doilea program.

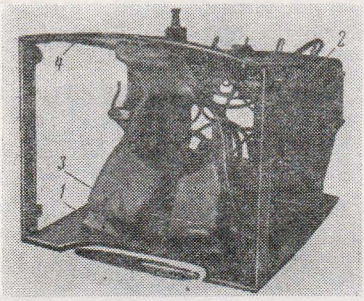
Așadar, am prezentat o scurtă analiză a principiilor generale ale construcției. Vom examina acum ca exemplu construcția concretă a televizorului portabil, a cărui formă exterioară este arătată în fig. 9.3.

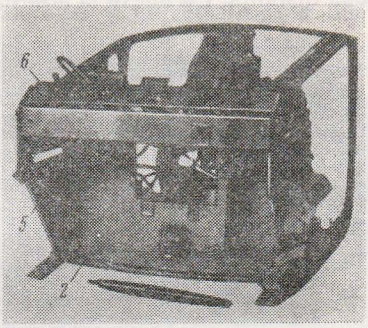
9.2. Construcția șasiului televizorului

Construcția televizorului, prezentată în fig. 9.3, a fost elaborată în scopul utilizării cinescoapelor tip 25ЛК1Б și 23ЛК9Б și a blocurilor de alimentare interschimbabile de la rețeaua de curent alternativ și de la baterie. Întrucît cinescopul tip 25ЛК1Б are lungimea gîtului destul de mare (lungimea totală a cinescopului este de 296 mm) și unghiul de deflexie de 70° pe el este imposibil să se construiască un televizor de formă plată modernă. De aceea, în scopul ridicării coeficientului de densitate a componentelor televizorului i s-a dat în acest caz o formă alungită.

Forma șasiului televizorului este arătată în fig. 9.4. Pe el sînt fixate plăcile imprimate și celelalte blocuri. Șasiul este de tip demontabil confecționat din tablă de duraluminiu (grosimea 1,0—1,5 mm). Părțile sale principale sînt placa de bază

(fig. 9.5, *a*) și placa verticală (fig. 9.5, *b*). În partea din față a plăcii de bază se montează subansamblul de fixare a cinescopului (*3* în fig. 9.4). El constă din două suporturi laterale (fig. 9.6, *a*, *b*) rigleta transversală superioară (fig. 9.6, *c*) și suportul stelat (fig. 9.6, *d*). Suporturile laterale se fixează de partea îndoită a plăcii de bază.





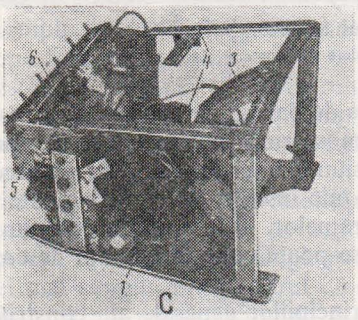


Fig. 9.4. Construcția șasiului televizorului:
a — vedere din față; *b* — vedere din spate; *c* — vedere laterală (*1* — placa de bază, *2* — placa verticală, *3* — subansamblul de consolidare a cinescopului, *4* — subansamblul de consolidare a blocului de alimentare, *5* — placa cu potențiometrele de reglare operativă).

Ele au niște urechiușe speciale pentru fixarea plăcilor imprimate. În partea de sus suporturile sînt strînse cu șuruburi de placa transversală pe care se fixează de asemenea mînerul de transport al televizorului. Suportul stelat se realizează după forma cinescopului și se fixează de placa superioară și de placa de bază a șasiului. Pentru mărirea robusteții subansamblului de instalare a cinescopului și a plăcilor imprimate rigleta transversală a șasiului este legată cu placa verticală prin cele două plăci longitudinale (fig. 9.6, *e*, *f*).

Pe partea din spate a șasiului (pe placa verticală) sînt montate subansamblul de fixare a blocului de alimentare și placa cu potențiometrele de reglare operativă a televizorului (respectiv *5* și *6* în fig. 9.4). Subansamblul de fixare a blocului de alimentare constă din două colțare (fig. 9.7, *a*), doi suporți verticali (fig. 9.7, *b*) și două riglete longitudinale pentru spate (fig. 9.7, *c*). Robustețea subansamblului este dată de rigleta transversală pentru spate (fig. 9.7, *d*). Rigleta cu potențiometre (fig. 9.7, *e*) se instalează ceva mai sus decît rigleta transversală.

Colțarele se instalează cu ajutorul șuruburilor pe placa verticală a șasiului. Ele au niște patine speciale pentru alunecarea blocurilor de alimentare de la rețea

sau de la baterie. De colțare se fixează suporturile, care apoi se leagă cu placa verticală prin cele două riglete longitudinale. După aceasta se instalează rigleta transversală din spate și rigleta cu potențiometre.

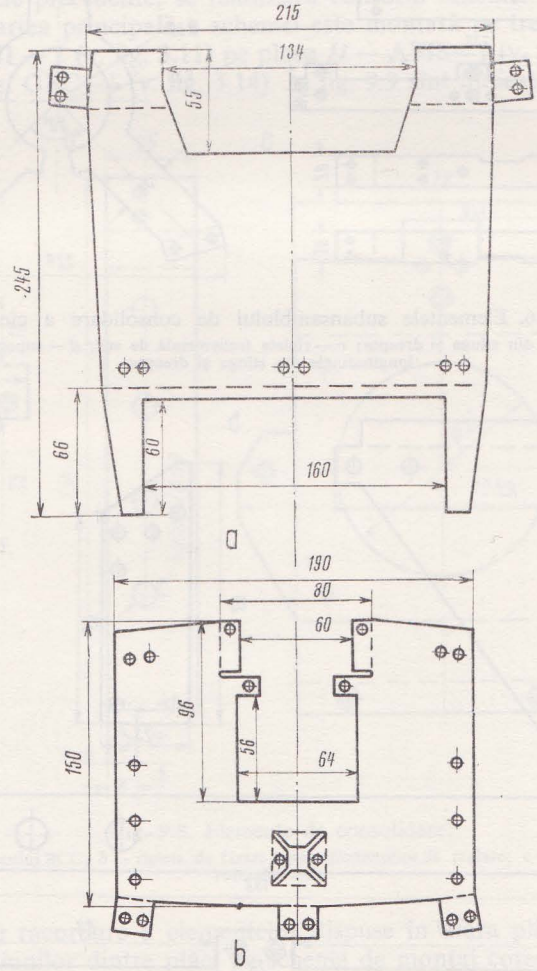


Fig. 9.5. Plăcile desfășurate ale șasiului:
a — placa de bază; *b* — placa verticală.

În compunerea șasiului intră de asemenea unele piese de consolidare cum sînt, suportul blocului BCC (fig. 9.8, *a*), rigleta laterală de fixare a potențiometrelor de acord, scoase sub șliț (fig. 9.8, *b*), suportul difuzorului dinamic (fig. 9.8, *c*).

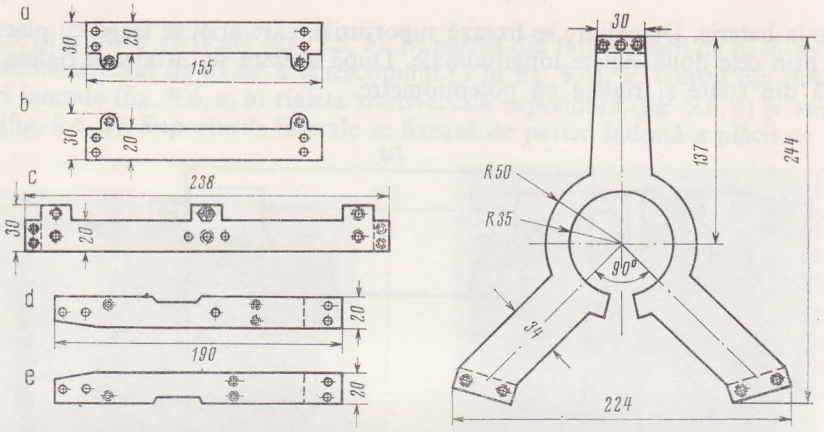


Fig. 9.6. Elementele subansamblului de consolidare a cinescopului:
a, b — suporții laterali din stînga și dreapta; *c* — rigleta transversală de sus; *d* — suport stelat; *e, f* — rigletele longitudinale din stînga și dreapta.

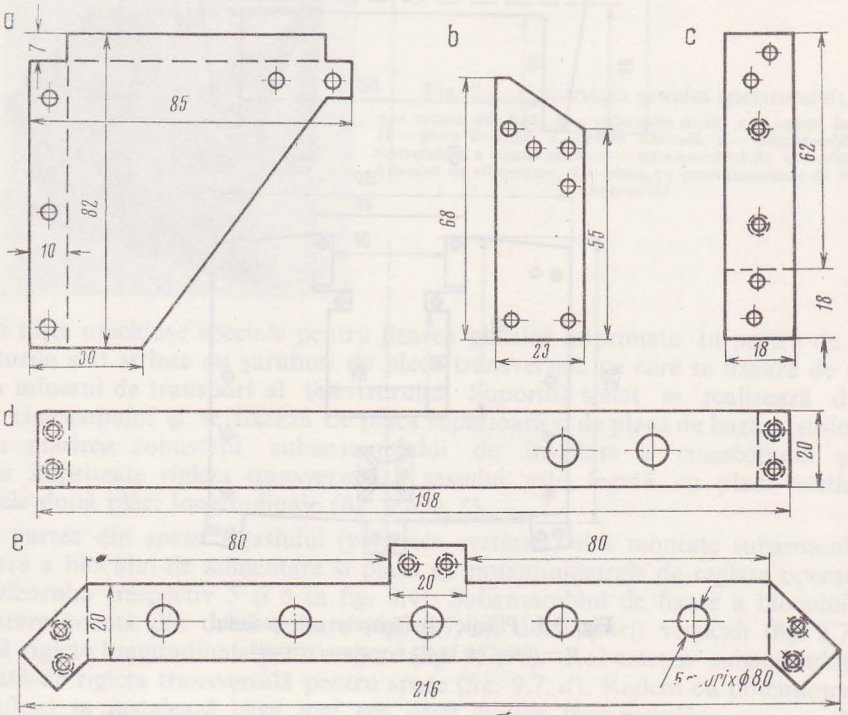


Fig. 9.7. Elementele subansamblului de consolidare a blocului de alimentare:
a — colțar; *b* — suportul din spate; *c* — rigleta longitudinală din spate; *d, e* — rigletele transversale din spate.

9.3. Montajul schemei televizorului

Montarea televizorului care foloseşte schemele blocurilor cu indicele 1 examinate în capitolele precedente, se realizează conform schemei de montaj prezentată în fig. 9.9. Partea principală a schemei este montată pe trei plăci imprimate: pe placa *I*, — AFII — 1 (v. fig. 3.11) pe placa *II* — AFIS—1 (v. fig. 4.10); pe placa *III* — GBL—1M şi GBC—1 (v. fig. 5.14). În fig. 9.9 sînt indicate conexiunile între

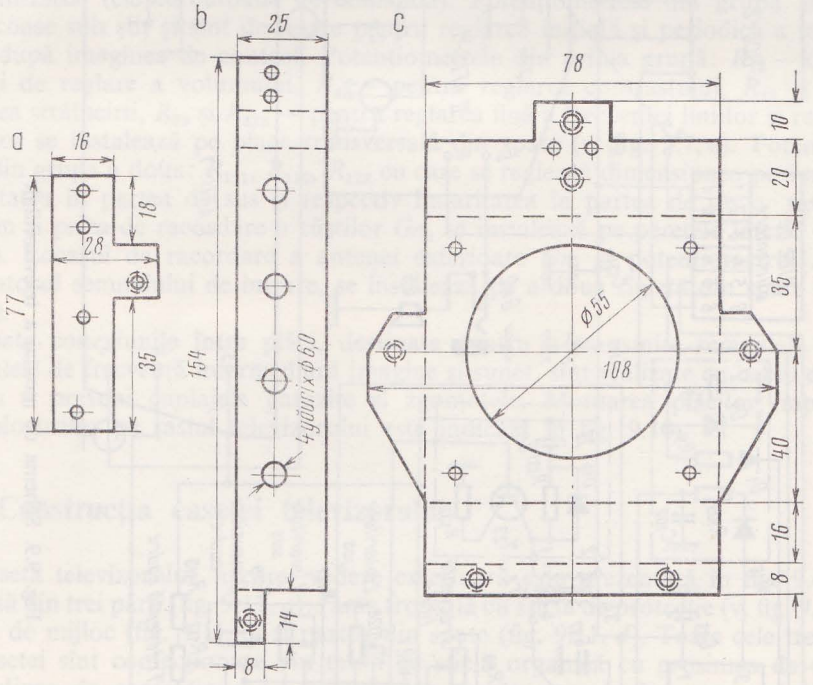


Fig. 9.8. Elemente de consolidare:
a — suportul blocului BCC; *b* — rigleta de fixare a potenţiometrelor de reglare; *c* — suportul difuzorului dinamic.

plăci şi modul de racordare a elementelor dispuse în afara plăcilor; numerotaţia contactelor conexiunilor dintre plăci pe schema de montaj corespunde cu numerotaţia din schemele de principiu corespunzătoare.

În afara plăcilor imprimate se dispun următoarele subansamble, blocuri şi elemente ale schemei: blocul de alimentare, antena telescopică, BCC, cinescopul cu placa de contacte şi sistemul de deflexie, transformatorul de linii, elementele redresoarelor pentru tensiunile de +300 V (dioda D_{16}) şi −12 V (dioda D_1), circuitul de reglare a strălucirii, elementele etajului final al GBC, transformatorul de ieşire cadre (bobina de şoc), difuzorul dinamic, condensatoarele electrolitice

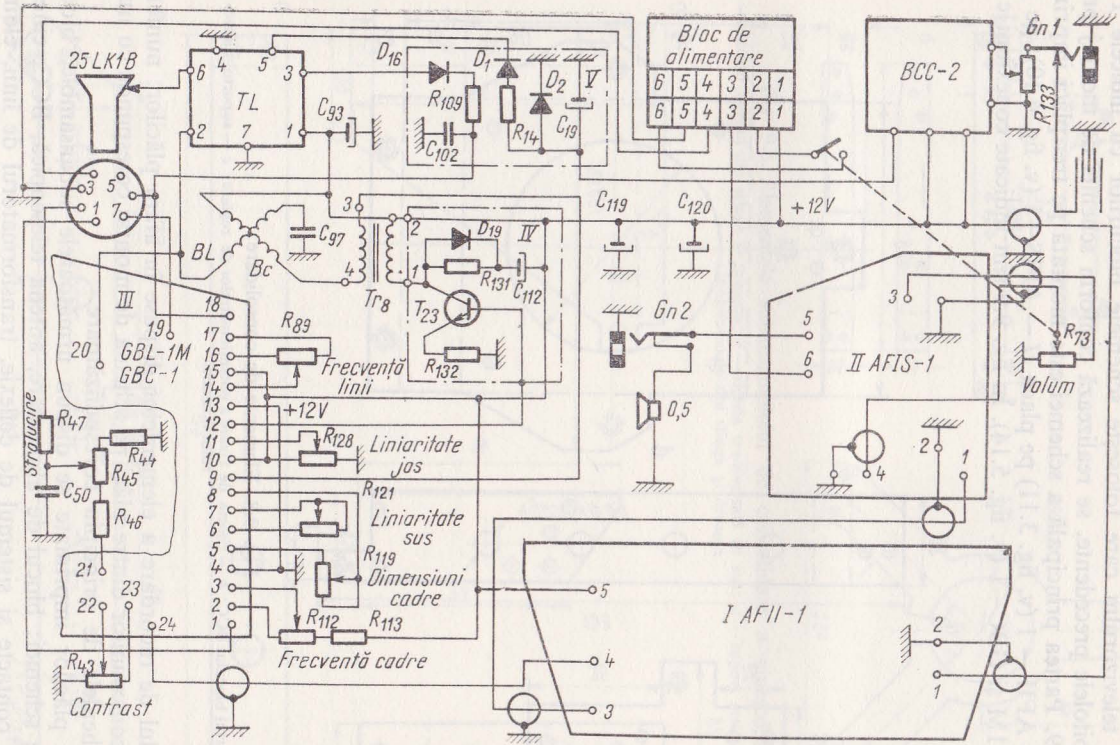


Fig. 9.9. Schema de montaj a televizorului.

ale filtrului tensiunii de alimentare și potențiometrele de reglare operativă a televizorului.

Elementele etajului final al GBC (tranzistorul T_{23}) și ale redresoarelor pe diodele D_1 și D_{16} sînt montate pe două plăci imprimate mici, respectiv *IV* și *V*, care se fixează pe placa verticală a șasiului televizorului. Tranzistorul T_{23} se fixează pe radiatorul termic, instalat pe placa *IV*.

În televizor sînt prevăzute două grupe de potențiometre de reglare. Potențiometrele din prima grupă sînt destinate pentru reglarea televizorului în procesul de transmisie (ele au butoane de comandă). Potențiometrele din grupa a doua sînt scoase sub șliț și sînt destinate pentru reglarea inițială și periodică a televizorului după imaginea de control. Potențiometrele din prima grupă: R_{73} — de pornire și de reglare a volumului, R_{43} — pentru reglarea contrastului, R_{45} — pentru reglarea strălucirii, R_{89} și R_{112} — pentru reglarea fină a frecvenței liniilor și respectiv cadrelor se instalează pe placa transversală din spate (v. fig. 9.7, *e*). Potențiometrele din grupa a doua: R_{121}, R_{119}, R_{128} cu care se reglează dimensiunea pe verticală, liniaritatea în partea de sus și respectiv liniaritatea în partea de jos a rastrului, precum și priza de racordare a căștilor Gn_2 se instalează pe peretele lateral (v. fig. 9.8, *b*). Locașul de racordare a antenei exterioare Gn_1 și potențiometrul R_{133} — atenuatorul semnalului de intrare, se instalează pe a doua rigletă din spate (v. fig. 9.7, *d*).

Toate conexiunile între plăci, destinate pentru a transmite semnalele video, semnalele de frecvență intermediară imagine și sunet, sînt realizate cu cablu ecranat pentru a preveni cuplajele parazite și zgomotele. Montarea plăcilor imprimate și a blocurilor pe șasiul televizorului este indicată în fig. 9.10.

9.4. Construcția casetei televizorului

Caseta televizorului, a cărei vedere exterioară este prezentată în fig. 9.4, este formată din trei părți (fig. 9.11, *a*): rama frontală cu sticla de protecție (v. fig. 9.11, *b*), partea de mijloc (fig. 9.11, *c*) și partea din spate (fig. 9.11, *d*). Toate cele trei părți ale casetei sînt confecționate din tablă de sticlă organică cu grosimea de 4 mm.

Ordinea de confecționare a casetei este următoarea: la început se decupează din foaia de sticlă organică fețele pentru cele trei părți ale casetei, de formele prezentate în fig. 9.12. Apoi acestor fețe li se dau formele corespunzătoare cu ajutorul unui model strunjit din lemn. Ca formă modelul trebuie să corespundă cu aspectul exterior al televizorului (v. fig. 9.3). Dimensiunile modelului și forma sa sînt determinate de dimensiunile cinescopului folosit (în cazul dat tip 25ЛК1Б). În fig. 9.13, este prezentată schița dispunerii în caseta televizorului a cinescopului și a blocurilor principale. Pe baza acestui desen nu este greu să se determine dimensiunile casetei.

Dimensiunile și configurația fețelor pentru fiecare parte componentă a casetei se obțin cel mai bine cu ajutorul șabloanelor. Șabloanele se confecționează din hîrtie presată sau carton așezînd pe acesta partea corespunzătoare a modelului, care reprezintă însăși macheta televizorului. Fețele tăiate după șablon se îndoaie

după model în stare fierbinte fie sub apă fie prin încălzirea locului de îndoire cu un ciocan de lipit. Ultima metodă este mai simplă dar necesită multă precauție deoarece este posibilă topirea sticlei organice.

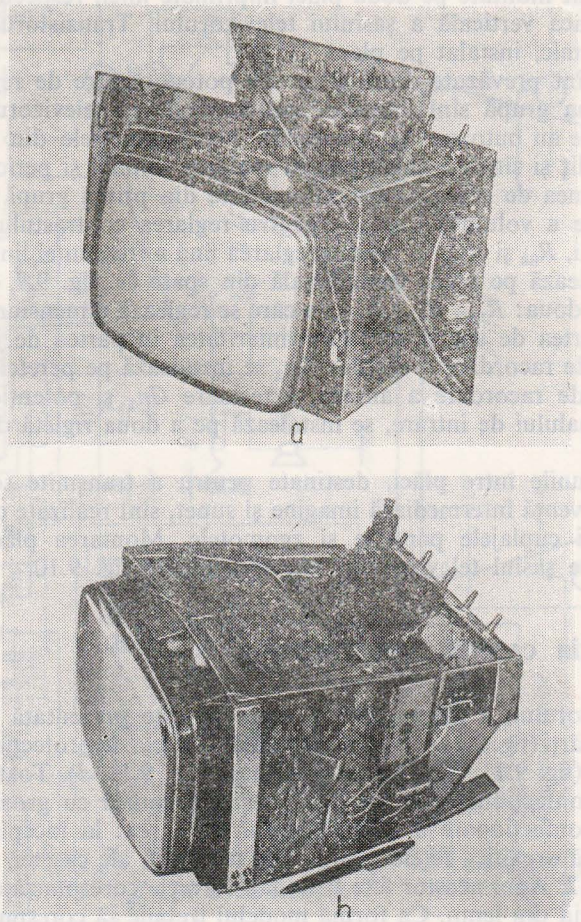


Fig. 9.10. Montarea plăcilor imprimate pe șasiul televizorului:
a — plăcile rabatate; *b* — plăcile fixate pe șasiu.

După fasonare, fiecare parte a casetei se fixează în partea de jos de o placă metalică atașată casetei prin șuruburi. Șuruburile însă nu trebuie să iasă nici în interiorul nici în exteriorul peretelui casetei. Astfel strînse părțile casetei se prelucrează pentru ca la îmbinările dintre ele să nu existe spații. Pentru a obține îmbinări rigide cu partea frontală a casetei în locurile de îmbinare pe partea interioară se prind niște plăci mici din tablă de sticlă organică cu grosimea de 1 mm. În rama frontală

se fixează sticla de protecție șlefuită, iar deschiderea părții din spate se acoperă aproape pe jumătate cu capacul. Rămîne numai nișa pentru racordarea blocului de alimentare.

Prelucrarea finală a casetei se face după montarea sa completă pe șasiu. Întrucît sticla organică este transparentă, după asamblare, pe casetă este ușor să se sta-

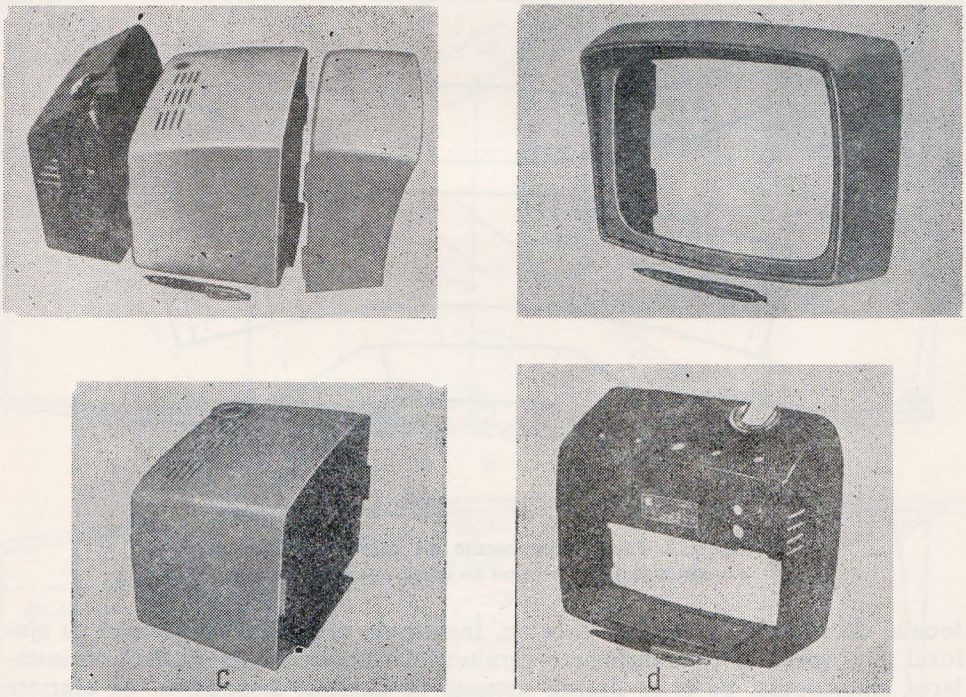


Fig. 9.11. Construcția casetei televizorului:
a — caseta descompusă; *b* — rama frontală; *c* — partea de mijloc; *d* — partea din spate.

bilească dispunerea și dimensiunile orificiilor de fixare, a perforațiilor de ventilație precum și locurile pentru butonul BCC și pentru antenă. În felul acesta, după trasarea corespunzătoare și demontarea televizorului se execută orificiile necesare în casetă.

Înainte de vopsirea suprafeței exterioare a casetei, aceasta se nivelează cu un șmirghel fin, iar pe sticla de protecție pe fața din interior ca și pe cea din exterior se lipește cîte o hîrtie tăiată după dimensiunile ecranului cinescopului. Vopsirea se face cu ajutorul unui pulverizator. Părțile componente ale casetei pot fi vopsite în culori diferite. Așa de exemplu, un aspect plăcut al televizorului se obține prin vopsirea părții frontale și a celei din mijloc în culoare albă iar a celei din spate în culoare neagră.

9.5. Montarea şi acordul televizorului

După ce pe şasiul televizorului au fost montate plăcile imprimate şi blocurile, se instalează cinescopul. Înainte de instalarea sa pe suportul stelat acesta se acoperă cu benzi din masă plastică sau cauciuc spongios care servesc pentru amortizare. Dispozitivul de susţinere al cinescopului are forma unui mîner, instalat în dreptul

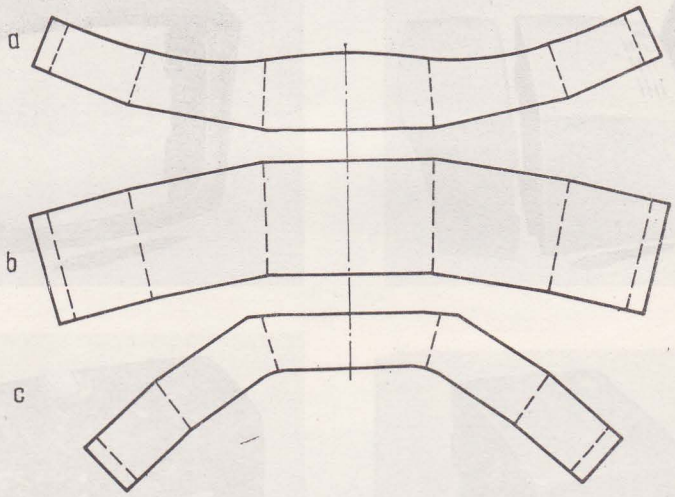


Fig. 9.12. Părţile componente ale casetei desfăşurate:
a — partea din faţă; *b* — partea din mijloc; *c* — partea din spate.

locului de sudură a ecranului la balon. Înainte de strîngerea manşonului cu ajutorul unui şurub în el se dispune o garnitură de cauciuc moale. O dată cu instalarea cinescopului pe el se fixează sistemul de deflexie, dispozitivul de centrare a rastrului şi, dacă este necesar, magnetul capcanei ionice.

După instalarea cinescopului, cu ajutorul a trei şuruburi, se fixează de şasiu rama frontală a casetei. Pentru a instala pe şasiu partea din mijloc a casetei, trebuie să se scoată suportul difuzorului dinamic şi al antenei, după care acestea se fixează din nou pe placa verticală. Totodată suportul difuzorului se leagă cu o rigletă mică de plăcuţa transversală, pe care sînt instalate potenţiometrele de acord operativ. Apoi pe peretele vertical al şasiului se fixează un model decorativ, care acoperă locul de ieşire al difuzorului dinamic.

Mînerul pentru transport se fixează cu un şurub lung de placa transversală a subansamblului de susţinere a cinescopului şi cu două şuruburi de suportul difuzorului dinamic. Se montează apoi partea din spate a şasiului. Aceasta se fixează cu două şuruburi de placa de bază a şasiului şi cu alte două de placa transversală din spate. În nişa special prevăzută se introduce blocul de alimentare. Dedesubtul şasiului sînt fixate prin nituire două picioruşe de sprijin cu amortizoare. În final se instalează butoanele potenţiometrelor de reglare.

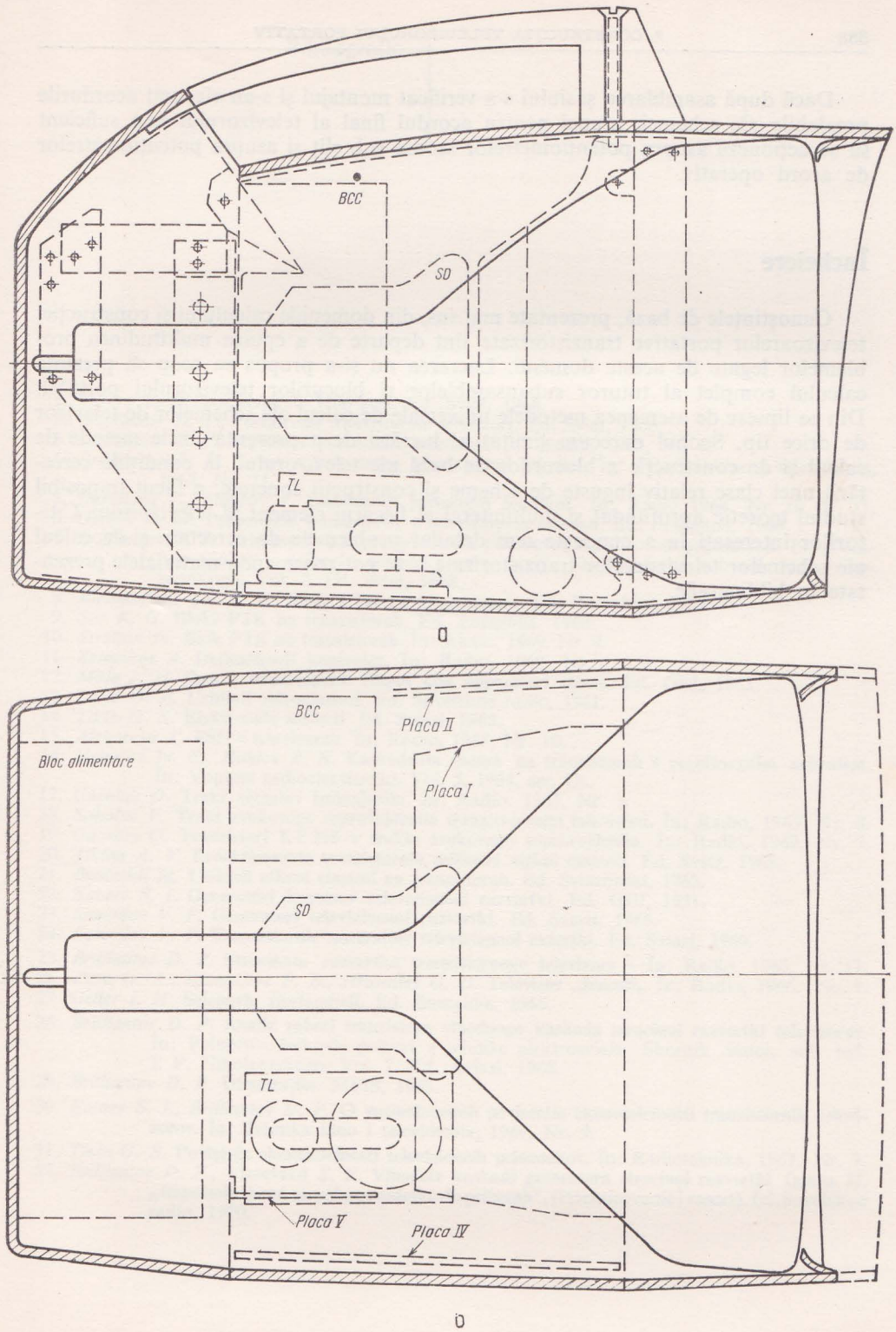


Fig. 9.13. Blocurile componente ale televizorului:
a — vedere laterală; *b* — vedere de sus.

Dacă după asamblarea șasiului s-a verificat montajul și s-au efectuat acordurile prealabile ale schemei, atunci pentru acordul final al televizorului este suficient să se acționeze asupra potențiometrelor scoase sub șliț și asupra potențiometrelor de acord operativ.

Încheiere

Cunoștințele de bază, prezentate mai sus, din domeniile calculului și construcției televizoarelor portative tranzistorizate sînt departe de a epuiza multitudinea problemelor legate de aceste domenii. Lucrarea nu și-a propus ca scop să prezinte calculul complet al tuturor subansamblelor și blocurilor televizorului portabil. Din ea lipsesc de asemenea metodele universale de calcul ale schemelor de televizor de orice tip. Scopul oarecum limitat al lucrării de a prezenta unele metode de calcul și de construcție a blocurilor de bază ale televizorului, în condițiile cercetării unei clase relativ înguste de scheme și construcții concrete, a făcut imposibil studiul teoretic aprofundat și multilateral al fiecărui element al televizorului. Cititorilor interesați în a cunoaște mai detaliat problemele de cercetare și de calcul ale schemelor televizoarelor tranzistorizate li se pot recomanda materialele prezentate în bibliografie.

Bibliografie

1. *Tovers T. D.* **Tranzistornîe televizorî.** Ed. Sviaí, 1966.
2. *Brilliantov D. P.* **Portativnîe tranzistornîe televizorî.** Ed. Sviaí, 1966.
3. *Brilliantov D. P.* **Iaponskie perenosnîe televizorî.** În: Radio, 1965, Nr. 6.
4. *Brilliantov D. P.* **Novoe v primemnoi televizionnoi tehnike.** În: Tehnika kino i televideniia, 1968, Nr. 11.
5. *Dernilova T., Filippov V.* **Liubitelskii perenosnîi televizor.** În: Radio 1968, Nr. 10, N. 11.
6. *Gutkin V. M.* **Primenenie tranzistorov v televizionnîh shemah.** Ed. Energhiia, 1966.
7. *Brilliantov D. P.* **Primenenie poluprovodnikovîh priborov v televizionnîh priemnikah.** În „Poluprovodnikovîe priborî v tehnike electrosviazi". Sbornik statei, sub red. I. F. Nikolaevskogo. Vol. 2. Ed. Sviaí, 1968,
8. *Kleiman A., Şor K. G.* **Bloki PTK na tranzistorah.** Ed. Energhiia, 1968.
9. *Şor K. G.* **Bloki PTK na tranzistorah.** Ed. Energhiia, 1968.
10. *Strelţov Iu.* **Blok PTK na tranzistorah.** În: Radio, 1969, Nr. 4.
11. *Kriucikov A.* **Deţimetrovîi konverter.** În: Radio, 1969, Nr. 4.
12. *Mole J. H.* **Rascet elektriceskih filtrov dlia apparaturî sviazi.** Ed. GEI, 1963.
13. *Lurie O. B.* **Usiliteli videociastotî.** Ed. Sovetskoe radio, 1961.
14. *Ţîkin G. S.* **Elektronnîe usiliteli.** Ed. Sviazi, 1965.
15. *Alekseeva T.* **FSS v televizorah.** În: Radio, 1968, Nr. 10.
16. *Habarov Iu. E., Hohlov B. N.* **Kaskodnaia shema na tranzistorah s reguliruemîm usileniem.** În: Voprosî radioelektroniki. Vol. 5, 1964, ser. IX.
17. *Gazniuk O.* **Trakt signalov izobtajeniia.** În: Radio, 1965, Nr. 7.
18. *Sokolov V.* **Trakt zvukovogo soprovojdeniia tranzistornogo televizora.** În: Radio, 1965, Nr. 8.
19. *Gazniuk O.* **Tranzistorî KT 315 v trakte zvukovogo soprovojdeniia.** În: Radio, 1969, Nr. 7.
20. *Ţîkina A. V.* **Proektirovanie tranzistornîh usilitelei nizkoi ciastotî.** Ed. Sviaz, 1968.
21. *Budinskii Ia.* **Usiliteli nikzoi ciastotî na tranzistorah.** Ed. Sviaziizdat, 1963.
22. *Kataev S. I.* **Generatorî impulsov televizionnoi razvertki.** Ed. GEI, 1951.
23. *Samoilov V. F.* **Generatorî televizionnoi razvertki.** Ed. Sviazi, 1966.
24. *Samoilov V. F.* **Tranzistornie generatorî televizionnoi razertki.** Ed. Sviazi, 1969.
25. *Brilliantov D. P.* **Strocinaia razvertka tranzistornogo televizora** — În: Radio, 1965, Nr. 11.
26. *Zirin G. A., Efimenkov P. B., Hrustalev G. D.* **Televizor „Iunosti,.** În: Radio, 1966, Nr. 1.
27. *Geller I. H.* **Selenovîe vîpriamiteli.** Ed. Energhiia, 1966.
28. *Brilliantov D. P.* **Analiz rabotî tranzistora vîhodnogo kaskada strocinoi razvertki televizorov.** În: Poluprovodnikovîe priborî v tehnike elektrosviazi. Sbornik statei, sub red. I. F. Nikolaevskogo. Vol. 2. Ed., Sviazi, 1968.
29. *Brilliantov D. P.* **Dissertaţiia.** MEIS, 1968.
30. *Kataev S. I., Brilliantov D. P.* **O vozmojnostiah povîşeniia ekonomicinosti tranzistornîh televizorov.** În: Tehnika kino i televideniia, 1969, Nr. 9.
31. *Ţîkin G. S.* **Povîşenie ekonomicinosti televizionnîh priemnikov.** În: Radiotehnika, 1967, Nr. 7.
32. *Brilliantov D. P., Vişnevskii S. E.* **Vîhodnie kaskadi generatora strocinoi razvertki** (glava 7). **„Impulsnîe shemî na poluprovodnikovîh priborah".** (Priektirovanie i rascet). Ed. Sovetskoe radio, 1970.

33. *Brilliantov D. P., Vişnevskii S. E., Liudmirskii I. L.* **Analiz raboti vîpriamitelia priamougolnîh impulsov.** În: Elektrosviazi, 1969, Nr. 8.
34. *Brilliantov D. P., Ţîkin G. S.* **Proektirovanie magnitnîh otkloneaiuşcih sistem maksimalnoi effektivnosti.** În: Radiotejnika, 1970, Nr. 4.
35. *Şciolţ N. N., Piskarev K. A.* **Ferriti dlia radiociastot.** Ed. Energhiia, 1966.
36. *Brilliantov D. P.* **Proektirovanie strocinîh transformatorov dlia portativnîh televizorov.** În: Radiotehnika, 1969, Nr. 4.
37. *Ţîkin G. S.* **Transformatorî nizkoi ciastoti.** Ed. Sviaziizdat, 1955.
38. *Brilliantov D. P.* **Detali tranzistornogo televizora.** În: Radio, 1966, Nr. 8.
39. *Morkroft D. G.* **Osnovî radiotehniki,** ci. l. ONTI DNTVU NKTP, Harkov, 1935.
40. *Brilliantov D. P.* **Kadrovaia razvertka tranzistornogo televizora.** În: Radio, 1965, Nr. 10.
41. *Tihomirov B. S.* **Kadrovaia razvertka na tranzistorah.** Ed. Energhiia, 1968.
42. *Şaţ S. Ia.* **Tranzistorî v impulsnoi tehnike.** Ed. Sudpromgiz, 1963.
43. *Baskir I. N., Brilliantov D. P.* **Uzel sinhronizaţii tranzistornogo televizora.** În: Radio, 1965, Nr. 9.
44. *Gutkin L. S.* **Preobrazovanie svci i detektirovanie.** Ed. Gosenergoizdat, 1953.
45. *Baskir I. N., Liudmirskii I. L.* **Sinhronizaţiia v televizorah.** Ed. Sviazi, 1968.
46. *Samoilov V. F.* **Sinhronizaţiia generatorov televizionnoi razvertki.** Ed. Gosenergoizdat, 1961.
47. *Brilliantov D. P., Sokolov V. M.* **Blok pitaniia tranzistornogo televizora.** În: Radio, 1965, Nr. 12.
48. *Malinin R. M.* **Spravocinik po tranzistornîm shemam.** Ed. Energhiia, 1968.
49. *Dodik S. D.* **Poluprovodnikovîe stabilizatorî postoeannogo napreajeniia i toka.** Ed. Sovetskoe radio, 1962.
50. *Zîrin G. A., Efimenkov R. B., Kobzarev V. A.* **Perenosnii tranzistornii televizor „Iunosti".** Ed. „Sviazi", 1967.
51. *Brilliantov D. P.* **O poteriah moşcinosti v tranzistornom generatore strocinoi razvertki.** În: Poluprovodnikovîe priborî v tehnike elektrosviazi,,. Sbornik statei, sub red. I. F. Nikolaevskogo. vol. 7. Ed. Sviazi, 1971.
52. *Brilliantov D. P.* **Analiz raboti vîpriamitelia impulsov napreajeniia.** Ed. Elektrosviazi, 1970, Nr. 11.
53. *Brilliantov D. P.* **O vilianii asimmetrii sinhorsignala na energeticeskii rejim generatora strocinoi razvertki.** În: Radiotehnika, 1971, Nr. 3.
54. *Sapelkin, P. G., Brilliantov D. P.* **Ob osobennostiah raboti trazistornogo kliucia v vîhodnom kaskade generatora strocinoi razvertki.** În: Radiotehnika, 1971, Nr. 6.
55. *Brilliantov D. P., Sapelkin P. G.* **Analiz raboti dempfernogo dioda v tranzistornom generatore strocinoi razvertki.** În: Elektrosviazi, 1971, Nr. 6.
56. *Hutson G. H.* **Television Geceiver Theory.** Londra, Ed. Arnold, 1966.
57. *Baskir I. N., Kuzmina V. I.* **Kadrovîe razvertki televizionnîh priemnikov.** Ed. Sviazi, 1971.
58. — **Proektirovanie tranzistornîh radioveşciatelinîh i televizionnîh priemnikov.** Sub red. N. M. Iziumova. Ed. Energhiia, 1971.

Anexe la ediția română

Anexa I⁰ **Descrierea funcțional-constructivă și calculul televizorului portabil românesc E—31—110⁰**

A. Descrierea funcțional constructivă

I.A.1. Amplificatorul de frecvență intermediară imagine (calea comună)

I.A.2. Dectectorul video

I.A.3. Amplificatorul de videofrecvență

I.A.4. Reglajul automat al amplificării

I.A.5. Amplificatorul de frecvență intermediară sunet

I.A.6. Amplificatorul de audiofrecvență

I.A.7. Etajele de sincronizare

I.A.8. Blocul de baleiaj linii

I.A.9. Blocul de baleiaj cadre

I.A.10. Cinescopul

I.A.11. Blocul de alimentare

B. Calculul etajelor de putere

I.B.1. Calculul amplificatorului de videofrecvență

I.B.2. Calculul amplificatorului de audiofrecvență

I.B.3. Calculul etajului final linii

I.B.4. Calculul baleiajului de cadre

I.B.5. Calculul blocului de alimentare

Anexa II **Descrierea funcțional-constructivă și calculul selectorului de canale electronic al televizorului portabil românesc E—31—110⁰**

II. A.1. Avantajele selectorului electronic

II. A.2. Dispozitivele semiconductoare utilizate în selectoarele tranzistorizate

II. A.3. Schema-bloc a selectorului electronic de FIF

II. A.4. Construcția selectorului electronic tranzistorizat

Anexa III **Echivalența între tranzistoarele și diodele de fabricație sovietică și cele existente pe piața noastră**

III. A.1. Generalități

III. A.2. Echivalențe de tranzistoare pentru circuitele descrise în lucrare

III. A.3. Echivalențe între diodele sovietice și diodele existente pe piața internă

Anexa AI

Descrierea funcţional-constructivă şi calculul televizorului portabil românesc „E-31-110°“

A. Descrierea funcţional constructivă

Televizorul portabil Electronica „E 31—110°”, este un aparat total tranzistorizat, dotat cu un tub cinescopic cu ecran de 31 cm — 110°. Televizorul permite recepţia tuturor canalelor FIF, respectiv FIF—UIF. Aparatul poate funcţiona chiar în regim cu cîmp slab, pe antena proprie încorporată (antenă telescopică orientabilă); el este prevăzut şi cu bornă pentru antenă exterioară asimetrică.

Televizorul este echipat cu selector de canale de tip electronic, cu acord continuu prin diode varicap şi comutare electronică a benzilor prin diode. Selecţia canalelor se face cu ajutorul unui comutator cu patru taste, fiecare putînd fi programată în mod independent pe canalul dorit.

Televizorul portabil poate fi alimentat de la reţea (110 V sau 220 V) prin transformator, sau de la o sursă autonomă (baterie sau acumulator auto 12 V). Un comutator, cu translaţie, permite trecerea de pe alimentarea la reţea pe alimentarea autonomă, evitîndu-se astfel posibilitatea conectării simultane şi deci, avaria televizorului. De asemenea, televizorul este prevăzut cu protecţie la inversarea polarităţii sursei autonome. Graţie stabilizatorului propriu, televizorul funcţionează normal chiar pentru variaţii de $\pm 10\%$ ale tensiunii de reţea, sau de $+ 40\%$, în cazul alimentării de la o sursă autonomă. Consumul de putere este scăzut (reţea — 45 W, baterie — 25 W), fără nici un sacrificiu privind performanţele. Un sistem eficace de protecţie evită avaria stabilizatorului în cazul scurtcircuitelor accidentale.

Alimentarea televizorului se face printr-un bloc de conectare-comutare special, cu blocare mecanică a bornelor de alimentare neutilizate. Schimbătorul de tensiune (110 V — 220 V) şi siguranţele (0,6 A pe reţea, 2 A pe tensiune continuă stabilizată) sînt montate pe acelaşi bloc comutator, fiind accesibile prin scoaterea unui căpăcel — sertar de pe placa spate.

Televizorul dispune de un circuit automat de sincronizare pe orizontală, cu plajă largă de sincronizare (comparator de fază-frecvenţă) şi de menţinerea automată a nivelului de negru. De asemenea, televizorul este prevăzut cu dispozitiv de stingere a punctului luminos la deconectarea alimentării.

Comenzile principale (curente) ale televizorului (taster, întrerupător, volum sunet, strălucire, contrast) sînt dispuse pe peretele frontal. Restul comenzilor accesibile (frecvenţă, dimensiune şi liniaritate verticală) sînt dispuse în spatele televizorului.

Datorită dimensiunilor sale reduse (fig. A.1.1) și greutății scăzute (circa 9 kg), televizorul este ușor transportabil; în acest scop el este prevăzut cu un mîner rabatabil. Tasterul, difuzorul și tubul cinescop (autoprotejat), sînt fixate direct pe masca frontală.

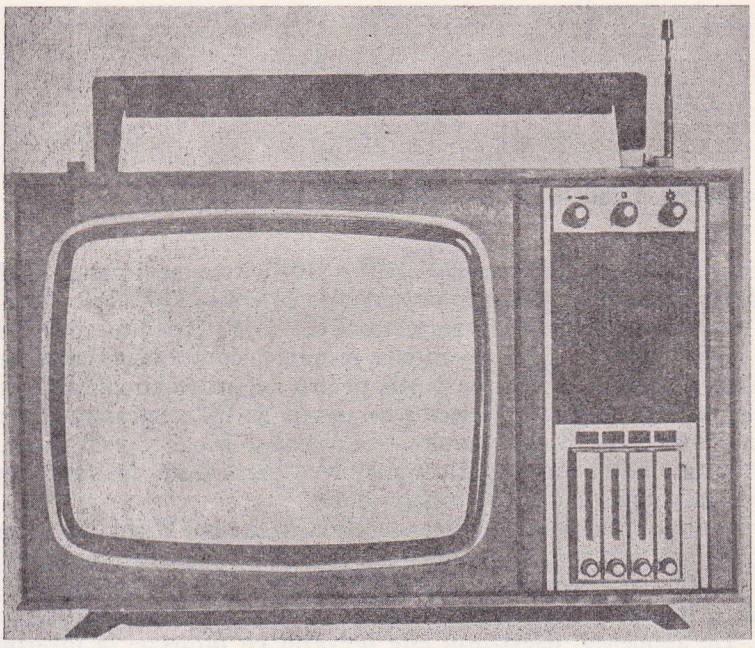


Fig. A.1.1. Televizorul portabil românesc.

Șasiul televizorului este compus din două părți principale și anume:

— un circuit cu cablaj imprimat — monoplacă, rigidizat printr-o ramă metalică, avînd dimensiunile 165 × 335 mm; placa comportă toate blocurile funcționale (exclusiv tranzistoarele de putere), inclusiv selectorul de canale;

— un șasiu, radiator termic, din aluminiu 2 mm, în formă de „L" consolidat cu o ramă; suprafața radiatorului este de aproximativ 500 cm^2; acesta comportă toate semiconductoarele de putere (stabilizator, redresor, final linii, diode recuperatoare), izolate electric, precum și transformatorul de rețea.

Antena telescopică este montată pe casetă. Un comutator de antenă permite trecerea de pe antena proprie, pe antena exterioară.

I.A.1. Amplificatorul de frecvență intermediară imagine (calea comnuă)

Tranzistoarele prezintă la înaltă frecvență o impedanță relativ joasă în raport cu tuburile electronice. Transductanța tranzistorului este de cîteva ori mai mare decît a unui tub electronic. Spre deosebire de tuburile electronice, cîștigul maxim

util al circuitelor cu tranzistoare poate fi obținut cu sarcini relativ joase, concomitent cu benzi suficient de largi. Într-adevăr, la etajele cu tuburi, amplificări mari se obțin cu rezistențe mari de sarcină, ceea ce vine în contradicție cu cerințele lărgimii de bandă. În concluzie, cîștigul maxim util al circuitelor cu tranzistoare este comparabil cu acela al circuitelor cu tuburi.

Amplificatorul de frecvență intermediară din calea comună a televizorului portabil este prevăzut cu 3 etaje de amplificare și anume (v. fig. A.1.2 și fig. A.1.3):

— un etaj amplificator FI, cu reglaj de amplificare, echipat cu tranzistorul BF 167—T_{101};

— 2 etaje de amplificare, echipate cu tranzistoare BF 173—T_{102} și T_{103}.

Pentru reducerea influenței RAA, asupra formei curbei de răspuns, ca și pentru simplificarea reglării circuitelor, circuitele de rejecție sînt amplasate concentrat, la intrarea AFI.

Astfel, la intrarea primului etaj de amplificare este prevăzut un filtru de bandă „M" care asigură rejecția frecvențelor purtătoare ale canalelor adiacente. Circuitul alcătuit din C_{106}, L_{104}, R_{127}, realizează rejecția purtătoarei de imagine (30 MHz) a canalului adiacent superior, iar circuitul format din C_{103}, C_{105}, L_{102} asigură rejecția purtătoarei de sunet (39,5 MHz) a canalului adiacent inferior. Valoarea rejecțiilor este mai mare de 40 dB. Tot la intrarea primului etaj de amplificare este prevăzut și circuitul de rejecție a purtătoarei de sunet propriu — 31,5 MHz. Acest circuit este format din C_{102}, C_{104}, L_{101} și asigură o rejecție mai mare de 20 dB.

Prin așezarea filtrului de rejecție la intrarea AFI, se elimină posibilitatea intermodulației între diversele purtătoare, în etajele de amplificare.

Cuplajul între selector și intrarea AFI este capacitiv (C_{101}), de joasă impedanță.

Circuitul format din L_{103}, R_{102}, C_{101} face parte din circuitul de sarcină al mixerului. Prima bobină L_1 a acestui circuit de sarcină este montată pe selector.

Primul etaj de amplificare, echipat cu tranzistorul BF 167 — T_{101}, are ca sarcină un circuit derivație alcătuit din bobina de acord L_{105}, R_{105}, C_{112}, C_{113} și capacitățile parazite ale montajului. Cele două capacități C_{112}, C_{113} asigură adaptarea intrării celui de al doilea tranzistor BF 173 — T_{102} la circuitul de sarcină.

Ultimele două etaje de amplificare au ca sarcină filtre de bandă cu cuplaj capacitiv — sus. Astfel, primul filtru de bandă din colectorul tranzistorului T_{102} este realizat din circuitul L_{106}, R_{109}, C_{115} cuplat capacitiv — sus prin C_{117} cu circuitul format din L_{107}, R_{112}, C_{118}, C_{119}; evident, în acordul circuitelor intervin și capacitățile parazite ale montajului.

Adaptarea intrării ultimului etaj de FI se realizează prin divizorul capacitiv C_{118}, C_{119}. Cel de al doilea filtru de bandă, utilizat ca sarcină a etajului final amplificator de FI, este constituit din circuitele L_{108}, R_{116}, C_{123} și L_{109}, C_{125} (cu capacitățile parazite), cuplate capacitiv sus prin C_{124}.

Rezistențele R_{102}, R_{105}, R_{109}, R_{112}, R_{116} și rezistența de detecție R_{119} asigură lărgimile benzilor de frecvență ale circuitelor acordate.

Ultimul filtru de bandă atacă etajul de detecție video echipat cu dioda D_{101} — EFD 106.

Utilizarea tranzistoarelor cu siliciu BF 167, BF 173 are avantajele obținerii unor performanțe bune, fără a mai fi nevoie de neutrodinarea etajelor. În cazul

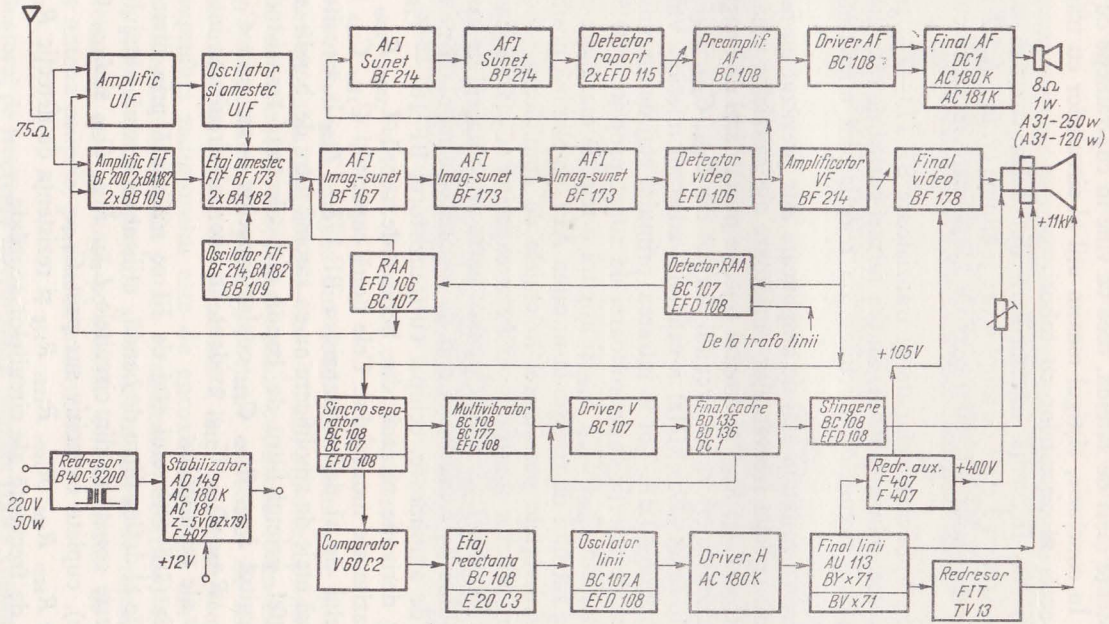


Fig. A.1.2. Schema bloc a televizorului portabil românesc.

utilizării tranzistoarelor cu germaniu s-ar obține amplificări reduse cu 3—4 dB pe etaj.

Primul tranzistor T_{101} — BF 167 al AFI este prevăzut cu RAA de tip „direct" (înainte). Tranzistorul T_{101} primește la bază, tensiunea de reglaj prin R_{103}. Tranzistorul BF 167 se comportă aproape la fel, în ce privesc proprietățile de reglaj (amplificarea maximă/amplificarea minimă), cu tranzistoarele cu germaniu. Se poate astfel obține un RAA de circa 60 dB. Utilizarea reglajului de amplificare direct reduce riscul modulației încrucișate pe etajul reglat și se îmbunătățesc caracteristicile de suprasarcină.

Amplificatorul de FI este alimentat la tensiunea stabilizată ($+B = +10{,}5$ V). Punctele de funcționare ale tranzistoarelor T_{102} și T_{103} sînt fixate prin divizoarele potențiometrice R_{107}, R_{108} și respectiv R_{114}/R_{115}.

Pentru liniarizarea caracteristicilor dinamice și reducerea influenței dispersiei tranzistoarelor, acestea sînt prevăzute cu reacție de c.c. în emitor: rezistențele R_{104}, R_{110} și R_{113} decuplate respectiv de capacitățile C_{110}, C_{114}, C_{121}. Tensiunile de alimentare de colector sînt filtrate prin rezistențele R_{105}, R_{111}, R_{129}, decuplate respectiv prin capacitățile C_{111}, C_{120}, C_{136}.

Punctele M_{101}, M_{102}, M_{103} sînt punctele de injecție a semnalului în cadrul operațiilor de reglaj. Ieșirea semnalului se obține în punctul M_{105}, după detecție, în emitorul tranzistorului preamplificator de videofrecvență T_{106} — BF214. Reglajul AFI se realizează în cascadă, începînd cu ultimul etaj. În acest scop, semnalul se injectează succesiv în punctele M_{103}, M_{102} ,M_{101} și se reglează pe rînd bobinele filtrelor de bandă, în ordinea L_{109}, L_{108}, L_{107}, L_{103} și apoi bobina L_{105} a circuitului derivație.

După reglarea prealabilă a circuitelor filtrului de bandă al selectorului, începînd cu bobina L_{102} și sfîrșind cu bobina din colectorul mixerului, se reglează rejecțiile L_{101} — 30 MHz, L_{102} — 31,5 MHz, L_{104} — 39,5 MHz.

Forma curbei de răspuns globale a AFI este dată în fig. A.1.4.

În timp ce circuitul derivație este acordat pe frecvența $f = 36$ MHz, filtrele de bandă sînt acordate pe mijlocul benzii de frecvență intermediară ($f = 34{,}75$MHz)

Caracteristicile căii comune a televizorului portabil sînt:

- frecvența intermediară imagine — 39 MHz;
- frecvența intermediară sunet — 31,5 MHz;
- amplificarea globală maximă (pentru 1 V la detecție) — 80—90 dB;
- modulația încrucișată (semnal nedorit = 0,1 V) — maximum 1%
- banda globală FI — minimum 4 MHz;
- reglajul automat al amplificării — 60 dB;
- semnalul maxim la detecție ($R_d = 2{,}7$ kΩ) — 2,5 V;
- atenuarea purtătoarelor sunet și imagine ale canalelor adiacente, în raport cu purtătoarea de imagine a canalului, — minimum 40 dB;
- atenuarea purtătoarei sunet a canalului propriu (în raport cu purtătoarea de inagine a canalului) — minimum 20 dB

I.A.2. Detectorul video

Detecţia semnalului se realizează cu dioda D_{101}—EFD 106 şi grupul de detecţie R_{119}, C_{127}.

Separarea componentelor de frecvenţă intermediară se realizează cu filtrul trece jos, compus din C_{127}, L_{110}, C_{129}.

Semnalul minim la detecţie este de circa 2 V_{vv}.

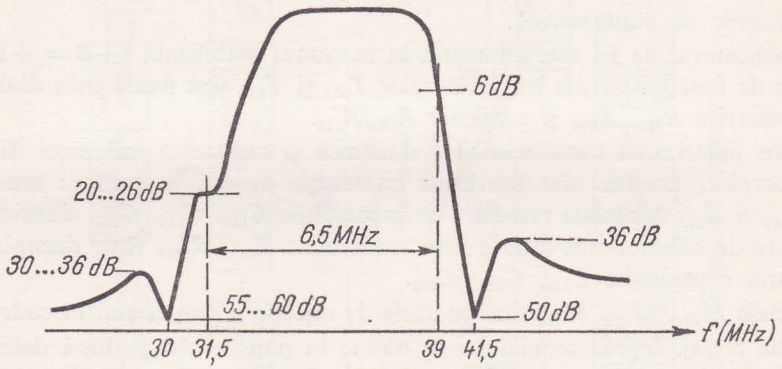


Fig. A.1.4. Curba de răspuns globală. AFI, imagine sunet.

I.A.3. Amplificatorul de videofrecvenţă

Amplificatorul de videofrecvenţă este compus din două etaje de amplificatoare (v. fig. A. 1.2 şi A. 1.3):

— un etaj preamplificator echipat cu tranzistorul T_{106}—BF 214, în montaj cu colectorul comun;

— un amplificator final echipat cu tranzistorul T_{107}—BF 178.

Etajul final de videofrecvenţă este realizat după schema clasică cu emitor comun; rezistenţa de sarcină a etajului final este R_{132}.

Prin utilizarea a două etaje cu tranzistoare cu siliciu, se obţin performanţe comparabile cu ale amplificatoarelor cu tuburi.

Întrucît televizorul este echipat cu cinescop cu ecran mic, funcţionînd cu o tensiune de accelerare (FIT) de 10 kV, pentru obţinerea valorii maxime a contrastului este necesară o tensiune de ieşire de circa 60 V_{vv} a semnalului video-complex (de la negru la alb).

Pentru un semnal minim la detecţie (2 V_{vv}) este necesară o amplificare de videofrecvenţă globală de circa 30, cu o liniaritate mai bună de 80%, pentru informaţia de imagine.

Prin utilizarea unui etaj de adaptare (T_{106}) cu colectorul la masă se obțin:

— reducerea sarcinii capacitive a detectorului, realizînd o bandă mai largă la detecție;

— nivelul de ieșire necesar, pe o impedanță de ieșire de valoare redusă, pentru atacul etajului de separare a impulsurilor de sincronizare, ținînd seama de neliniaritatea impedanței de intrare a acestuia.

Lărgimea benzii de videofrecvență necesară $B_{3\,dB} = 3{,}5$ MHz este mai redusă decît la televizoarele staționare, întrucît detaliile fine, nu pot fi observate datorită dimensiunilor mici ale ecranului.

Întrucît prin efect Miller capacitatea colector-bază a tranzistorului final influențează atît circuitul de ieșire, cît și pe cel de intrare, valoarea sa trebuie să fie mică. Frecvența limită a tranzistorului final este de ordinul 100 MHz.

Amplificarea de curent β trebuie să fie cît mai constantă în tot domeniul caracteristicii $I_c = f(U_{CE})$. În aceste condiții, corecția de frecvență se realizează simplu, cu ajutorul unui circuit de corecție-serie echipat cu bobina L_{112}/R_{133} și a unei reacții de curent selective, prin R_{131}, C_{131}.

Tot în colectorul tranzistorului final este plasat circuitul de rejecție, $L_{111}C_{134}$ a frecvenței de 6,5 MHz. Grupul R_{134}, C_{135} asigură protecția redresorului FIT (D_{502}—TV 13), prin limitarea curentului maxim de fascicol.

Cu ajutorul rezistenței ajustabile R_{118} se stabilesc punctele de funcționare ale celor două tranzistoare de V F.

Reglajul de contrast necesar este de 3: 1; ținînd seama de dispersia (2: 1) a tensiunii de blocare U_{gk}, a curentului de fascicul, se adoptă un raport de 5: 1. Reglajul contrastului se realizează prin potențiometrul R_{121}, montat între brațele punții: R_{122}, T_{106}/R_{124}, R_{120}, R_{123}.

În acest fel, se asigură stabilitatea nivelului de negru la variația reglajului de contrast. Pentru un semnal maxim detectat de 3—4 V_{vv}, se poate reduce nivelul semnalului pînă la 1 V_{vv}, fără distorsiune de γ apreciabilă.

Tensiunea de alimentare ($U_a = +105$ V), a etajului final video este furnizată de un redresor auxiliar D_{503}—F_{407} din etajul final de linii. Această tensiune depășește în valoare cu peste 30%, valoarea tensiunii semnalului de ieșire video complex (80 V_{vv}). Limita tensiunii colector-emitor admisă de tranzistorul final video, este cu peste 20% mai mare decît tensiunea de alimentare $V_a = 105$ V.

Semnalele de comandă pentru etajele de RAA și sincronizare se iau, sub joasă impedanță de ieșire, de pe rezistența R_{122}, șuntată de condensatorul C_{130} din colectorul tranzistorului T_{106}.

Caracteristicile amplificatorului de videofrecvență:

— timpul de creștere sau descreștere	80 ns;
— depășirea palierului	maximum 5%;
— oscilația parazită	maximum 2%;
— consumul amplificatorului final de videofrecvență sub tensiunea de + 105 V	maximum 2,5 W
— nivelul de negru	constant, independent de conținutul imaginii și de reglajul de contrast.

I.A.4. Reglajul automat al amplificării

Reglajul automat al amplificării este de tip poartă şi cuprinde două etaje (v. fig. A. 1.2 şi A. 1.3)

— un detector de RAA, echipat cu tranzistorul T_{104} tip BC 107 B;

— un amplificator de RAA echipat cu tranzistorul T_{105}—BC 107 A.

Ambele tranzistoare sînt de tip *npn* cu siliciu.

Tranzistorul detector de RAA, T_{104}, primeşte pe bază semnalul video-complex, cu impulsul sincro-pozitiv. Acest semnal este preluat din colectorul tranzistorului preamplificator video T_{106} şi divizat prin divizorul R_{141}/R_{142}. Pe colectorul tranzistorului T_{104} se aplică de la transformatorul linii, prin C_{104} un impuls de întoarcere, pozitiv, cu amplitudine de circa 40 V_{vv}.

Tranzistorul T_{104} funcţionează ca un detector de coincidenţă. În colectorul tranzistorului apare o tensiune redresată negativă. Valoarea acestei tensiuni depinde de amplitudinea semnalului la detecţia video, deci de amplitudinea semnalului la intrarea televizorului.

Grupul R_{144}, R_{143}/R_{145} determină polarizarea iniţială pe emitorul tranzistorului T_{104}; rezistenţa ajustabilă R_{143} permite ajustarea acestei polarizări iniţiale, şi deci permite reglarea amplificării de curent continuu, a detectorului de RAA.

Tensiunea de RAA redresată este filtrată prin R_{148} şi C_{143}, C_{144}. Această tensiune se însumează cu o componentă pozitivă constantă, obţinută după divizarea prin R_{157}, R_{149} şi se aplică la baza tranzistorului T_{105}. În colectorul tranzistorului T_{105} se obţine, pe divizorul $R_{151}R_{153}$, tensiunea de RAA, care se aplică primului etaj de frecvenţă intermediară R_{101}, prin rezistenţa R_{103}.

Prin dioda D_{104}—EFD 106 se aplică tensiunea de reglaj primului tranzistor din selectorul de canale. Această diodă polarizată pe catod prin divizorul R_{156}, R_{155}, stabileşte pragul de intrare în acţiune a RAA pentru selector.

Condensatoarele C_{147} şi C_{146} filtrează tensiunea de RAA.

I.A.5. Amplificatorul de frecvenţă intermediară sunet

Amplificatorul de FI este alcătuit după soluţia clasică, din două etaje de amplificare selectivă, echipate cu tranzistoarele T_{201} şi T_{202} de tip BF 214, urmate de detectorul de raport (v. fig. A. 1.2 şi A. 1.3).

Tranzistorizarea etajelor de FI sunet permite îmbunătăţiri ale sensibilităţii şi atenuării modulaţiei parazitare de amplitudine (datorită formei pronunţat frînte a caracteristicilor tranzistoarelor).

Semnalul de FI sunet (6,5 MHz) este preluat de la detectorul video D_{101}—EFD 106, prin condensatorul C_{201} şi aplicat la intrarea primului tranzistor T_{201} prin transformatorul de adaptare TR_{201}, cu primarul acordat prin C_{202}. Tranzistorul T_{201} are ca sarcină un circuit derivaţie format din L_{203}, R_{205}, C_{206}, C_{207}. Divizorul C_{206}/C_{207} asigură în acelaşi timp adaptarea circuitului de sarcină la intrarea tranzis-

torului T_{202}. Tranzistorul T_{202} are drept sarcină transformatorul discriminator TR_{202} cu primarul alcătuit din L_{204}, C_{209}, L_{206}, C_{211} și terțiarul L_{205}.

Discriminatorul este un detector de raport asimetric convențional, echipat cu diodele D_{201}, D_{202}—2 × EFD 115, împerechiate. Ieșirea discriminatorului atacă intrarea amplificatorului de audiofrecvență prin filtrul de dezaccentuare R_{216}, C_{215}.

Tranzistorul $T_{201}(T_{202})$ este polarizat pe bază prin divizorul potențiometric R_{201} (R_{207}) R_{202} (R_{208}). Rezistența de colector R_{204} (R_{209}) reduce amplificarea, înlăturînd pericolul amorsării oscilațiilor parazite. Tensiunea de alimentare la colectorul tranzistorului este filtrată prin R_{206} (R_{211}), C_{205} (C_{210}).

Reglajul circuitelor AFI sunet se face în cascadă, injectînd un semnal de 6,5 MHz în punctul M_{104} — detecție video. Se reglează consecutiv bobinele L_{204}, L_{203} și L_{201}, pentru maximul indicației în punctul M_{201}. Rezistența ajustabilă R_{214} se ajustează pentru minimul modulației parazite de amplitudine la ieșirea (M_{202}).

Caracteristicile amplificatorului de FI sunet sînt:

— amplificarea în sarcină (de la detecție M_{104}— la potențiometrul de volum R_{218}	minimum 40;
— tensiunea de ieșire pe sarcină P_{218} — 10 kΩ (log)	mininum 100m V;
— atenuarea modulației MA parazite (m = 30%)	minimum 40 dB;
— distorsiunea semnalului de ieșire (la detectorul de raport)	maximum 0,5%

I.A.6. **Amplificatorul de audiofrecvență**

Amplificatorul de audiofrecvență este constituit din trei etaje de amplificare (v, fig. A. 1.2 și A. 1.3):

— un etaj preamplificator echipat cu tranzistorul T_{203}—BC 108 B;

— un etaj defazor echipat cu tranzistorul T_{204}—BC 108 B;

— un etaj final clasă B complementar, echipat cu tranzistoarele T_{205}—AC 181 K și T_{206}—AC 180 K.

Echiparea televizorului portabil cu etaj final clasă B complementar, este impusă de avantajele economice și energetice și anume:

— eliminarea unor piese grele și costisitoare (transformatoare de ieșire și defazor);

— răspuns bun în frecvență și factor de distorsiuni redus.

Este necesară, însă o mai bună punere la punct a montajului, iar curentul preamplificatorului este ceva mai mare.

Tensiunea de lucru poate fi acum egală cu tensiunea maximă admisă de tranzistoare (E = 16 V pentru tranzistoarele din familia „AC"). Puterea utilă maximă este:

$$P_u = \frac{E^2}{8\,R_s} = 1\ \text{W}$$

unde:

E este tensiunea de alimentare (10 V);

$R_s = 8\Omega$ — rezistența difuzorului.

Cuplajul etajului final cu difuzorul este realizat prin condensatorul C_{220}. Valoarea condensatorului trebuie să fie suficient de mare pentru a nu introduce distorsiuni la frecvențe joase ($X_c \ll R_{difuzor}$).

Valoarea curentului de repaus al tranzistoarelor finale se stabilește prin divizorul R_{226}—R_{227} șuntat de dioda D_{203}—DC 1. Dioda stabilizează tensiunea de polarizare inițială a bazelor tranzistoarelor finale. Termistorul R_{225}, care șuntează rezistența R_{226}, asigură stabilizarea termică.

Etajul defazor este un amplificator cu sarcină rezistivă R_{229}, cuplat direct cu etajul final.

Alimentarea etajului defazor, prin intermediul sarcinii (difuzorul — legat la plus), permite creșterea amplificării etajului prin compensarea reacției negative, caracteristică etajelor de amplificare cu ieșire pe emitor.

Defazorul este cuplat capacitiv, C_{218}, cu etajul preamplificator. Polarizarea etajului defazor este realizată prin divizorul R_{224}, R_{223} din tensiunea de emitor a tranzistoarelor finale. Se realizează astfel o reacție negativă globală de curent continuu; cele două tranzistoare finale T_{205} și T_{206} sînt în acest fel echilibrate (căderi de tensiune egale), punctul de funcționare nu mai depinde de dispersia caracteristicilor. Tensiunea în emitorul tranzistoarelor este practic constantă.

Capacitățile C_{222} și C_{219} asigură o reacție selectivă pentru linearizarea caracteristicii de frecvență a amplificatorului.

Rezistențele R_{221} și R_{225} din emitoarele tranzistoarelor T_{203} și T_{204} măresc impedanțele de intrare, reducînd totodată influența dispersiei caracteristicilor acestora.

Etajul preamplificator este un amplificator cu cuplaj RC.

Baza tranzistorului este polarizată din tensiunea sa de colector, prin divizorul $R_{220}R_{219}$, reducînd astfel influența dispersiei caracteristicilor tranzistorului. Rezistența de sarcină dinamică rezultă din punerea în paralel a rezistențelor: R_{222}, R_{223} și rezistența de intrare a tranzistorului defazor T_{204}.

Etajul preamplificator primește semnalul prin cuplaj RC (R_{218}, C_{217}), de la detectorul de raport.

Pentru a reduce influența consumului variabil — datorat funcționării în clasă B a amplificatorului final — asupra celorlalte etaje, amplificatorul AF este alimentat printr-un filtru cu mare constantă de timp: R_{230}, C_{221}.

Caracteristicile amplificatorului de audiofrecvență:

— puterea la ieșire, cu 10% distorsiuni neliniare, pentru un semnal de circa 20—26 mV la intrarea preamplificatorului — minimum 1 W;

— banda de audiofrecvență, cu o neuniformitate de 6 dB a caracteristicii — 80—20000 Hz;

— consumul amplificatorului la amplificare maximă — circa 2 W.

I.A.7. Etajele de sincronizare

Blocul de sincronizare este alcătuit din sincroseparator, — cu circuitele aferente de formare și respectiv integrare — comparatorul de fază și frecvență și un etaj de reactanță.

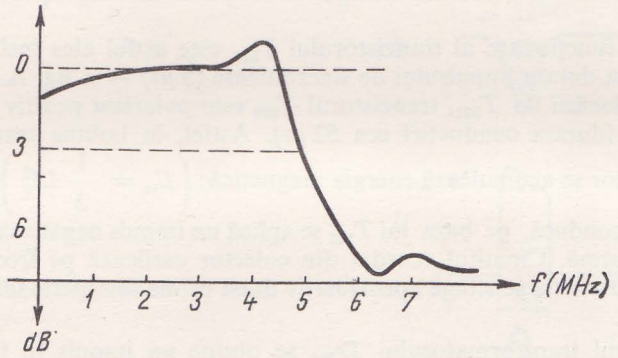


Fig. A.1.5. Caracteristica amplificatorului de video frecvență.

Sincroseparatorul, format din 2 etaje echipate cu tranzistoare cu Si (T_{301} tip BC 108 și T_{302} tip BC 107) și o diodă de protecție (D_{300} tip — EFD 108) pentru tranzistorul din cel de al doilea etaj al separatorului (fig. A. 1.3).

Datorită acordului pe armonica 3-a a impulsului de întoarcere linii este necesar ca impulsul dublu, pentru comparatorul de fază, să se extragă din semnalul de sincronizare. Impulsul dublu (N) este simetric și lipsit de oscilații parazite; el are o amplitudine relativ mare (cca 60—80 V_{vv}) (fig. A. 1.6).

Impulsul dublu se obține pe circuitul oscilant (primarul Tr_{301} și condensatorul C_{305}), din colectorul tranzistorului T_{302} din etajul 2 al separatorului. Circuitul oscilant oscilează liber pe durata blocării tranzistorului T_{302} (cca 12 μs) și este amortizat de îndată ce tranzistorul T_{302} a început să conducă. Conducția, respectiv blocarea, tranzistorului T_{302} sînt comandate prin impulsul de sincronizare, care a fost separat de către primul tranzistor T_{301}. Durata impulsului de sincronizare este $t_i = 5\ \mu s$; el este apoi lățit — prin integrare, prin intermediul celulei de integrare R_{305}, C_{303}.

Grupul C_{304}—R_{306} din baza tranzistorului T_{302}, asigură polarizarea automată a bazei tranzistorului T_{302}.

Impulsul (lățit) pentru comanda tranzistorului T_{302} are durata de cca 8 μs, și este de formă triunghiulară (polaritate negativă); el are amplitudinea de cca 2 V_{vv} (fig. A. 1.6, *b*).

Rezistența R_{306} limitează curentul maxim de colector (fig. A. 1.6, *f*) al tranzistorului T_{302}.

Primul etaj, echipat cu tranzistorul T_{301} (BC 108) servește pentru separarea propriu zisă a impulsului de sincronizare, din semnalul video-complex.

Rezistența R_{302} asigură împreună cu condensatorul C_{301}, polarizarea automată a tranzistorului T_{301} în regim de limitare, prin curent de bază (limitare prin dioda BE a tranzistorului T_{301}) formînd astfel prima constantă de timp a sincroseparatorului $\tau_1 = R_{302}C_{301} = 0{,}1$ s.

Cea de a doua constantă de timp $\tau_2 = R_{301}C_{302}$, de valoare mult mai redusă ca prima, elimină efectul perturbator al impulsurilor parazitare suprapuse peste impulsul sincro.

Punctul de funcționare al tranzistorului T_{301} este astfel ales încît acesta să nu conducă decît la durata impulsului de sincronizare (5 μs) — v. fig. A. 1.6, *a*.

În timpul blocării lui T_{301}, tranzistorul T_{302} este polarizat pozitiv la bază, astfel că el conduce (durata conducției cca 52 μs). Astfel, în bobina transformatorului Tr_{301} din colector se acumulează energia magnetică: $\left(E_m = \frac{1}{2} LI_c^2\right)$. Imediat ce T_{301} începe să conducă, pe baza lui T_{302} se aplică un impuls negativ care-l blochează pe acesta din urmă. Circuitul acordat din colector oscilează pe frecvența proprie de rezonanță. Oscilația se stinge aproximativ după prima semiperioadă ($T = 12$ μs), v. fig. A.1.6, *d*.

În secundarul transformatorului Tr_{301} se obține un impuls în formă de „N" cu amplitudinea aproximativ dublă ca în primar (transformator dublor cu $n = 1:2$).

Tensiunea în impuls „N" se aplică în fază celor 2 diode ale comparatorului fază-frecvență.

Amplitudinea semnalului video complex la intrarea sincroseparatorului trebuie să fie 1—2 V_{vv}. Semnalul se obține din colectorul etajului preamplificator de VF— T_{105}, pe o impedanță de ieșire suficient de joasă (cca 400 Ω).

Diferența dintre durata impulsului de blocare (8 μs) și a impulsului „N" (cca 12 μs) se datorează diodei D_{300} care, pe durata celei de a 2-a alternanțe a oscilației libere, este polarizată negativ pe anod; ea rămîne deci blocată, împiedicînd conducția curentului de colector.

Comparatorul de fază-frecvență. Este echipat cu dubla diodă cu seleniu tip V60C2 și are la ieșire un filtru *RC* compus (R_{312}; C_{311} și R_{322}).

Cele 2 diode serie sînt atacate de: semnalul în impuls „N" — cca 80 V_{vv} — în fază și prin 2 impulsuri de amplitudini egale (cca 45 V_{vv}) și de sens opus. Acestea se obțin din impulsuri de întoarcere linii, prin integrare pe celulele C_{309}, $C_{307}R_{313}$ și $C_{310}C_{306}R_{314}$ (v. fig. A. 1.6, *h*, *i*).

Condensatoarele C_{309} și C_{310} împreună cu rezistențele R_{313} și R_{314} alcătuiesc circuitele de redresare aferente diodelor comparatorului (D_{302}).

Condensatorul C_{308}, împreună cu rezistențele R_{309}, R_{310} și R_{311}, formează un circuit tampon, cu mare constantă de timp. Se obține astfel efectul de lărgire a plajei de sincronizare, prin așa zisul fenomen de comparare a frecvențelor.

Potențiometrul R_{311} permite simetrizarea plajei de sincronizare (compensarea toleranțelor elementelor și asimetriei semnalelor).

Consumul separatorului este de cca 30 mA.

Etajul de reactanță. Etajul de reactanță este compus din: tranzistorul T_{303} (de tip BC 108) care îndeplinește rolul de multiplicator capacitiv și dioda varicap D_{303}.

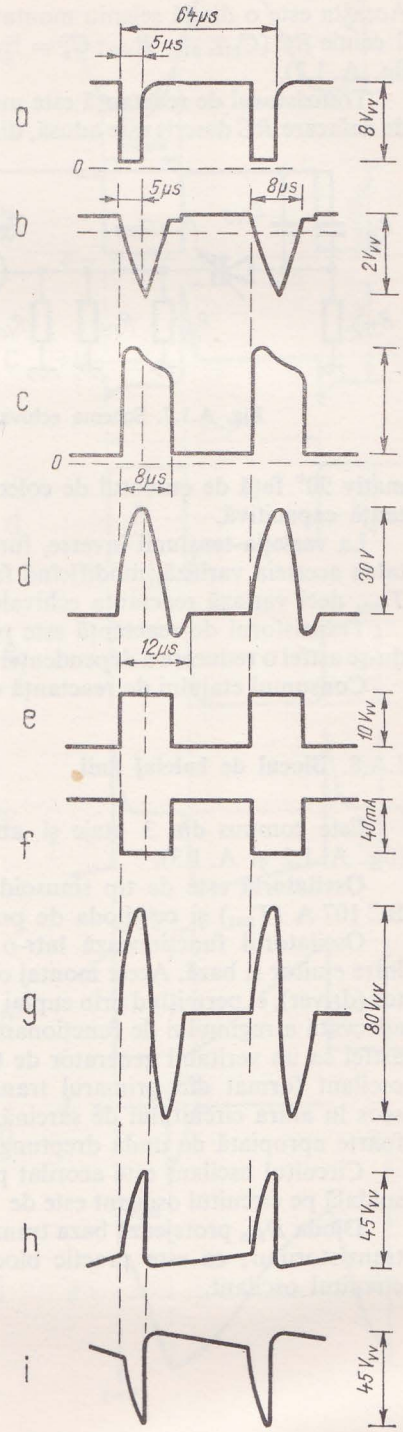


Fig. A.1.6. Oscilogramele impulsurilor din sincroseparator-comparator:

a — tensiunea în colectorul tranzistorului T_{301} ; *b* — tensiunea în baza tranzistorului T_{302} ; *c* — tensiunea în colectorul tranzistorului T_{302} ; *d* — tensiunea în punctul joncțiunii C_{305} —D_{301}; *e* — tensiunea pe rezistența R_{306}; *f* — curentul de colector, tranzistor T_{302}; *g* — tensiunea — impulsul „N" — în secundarul trafo „N" (Tr_{302}); *h* — tensiunea în pct (8) comparator; *i* — tensiunea în pct. (9) comparator.

Aceasta este o diodă seleniu montată în serie într-un lanț de defazare, compus din 2 celule RC ($C_{315, 316}$, R_{322}; C_v = E 20C4, și R_{319}, în paralel (vezi schema echivalentă fig. A. 1.7).

Tranzistorul de reactanță este montat în paralel pe circuitul oscilant. Prin lanțul de defazare RC descris este adusă, din colector la bază, o tensiune defazată cu aproxi-

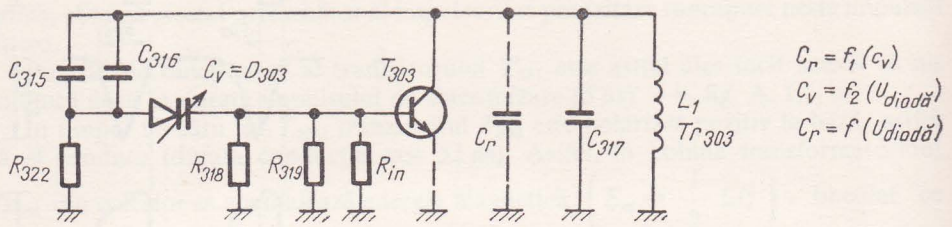


Fig. A.1.7. Schema echivalentă simplificată a etajului de reactanță.

mativ 90° față de curentul de colector. Tranzistorul se comportă astfel ca o reactanță capacitivă.

La variația tensiunii inverse, furnizate de comparator pe dioda varicap, capacitatea acesteia variază, modificînd faza tensiunii la baza tranzistorului de reactanță T_{303}, deci variază reactanța echivalentă paralel pe circuitul oscilant.

Tranzistorul de reactanță este prevăzut cu reacție negativă în emitor, asigurîndu-se astfel o reducere a dependenței față de dispersia parametrilor tranzistorului T_{303}.

Consumul etajului de reactanță este de cca 6 mA.

I.A.8. **Blocul de baleiaj linii**

Este compus din 3 etaje și anume oscilatorul, etajul de atac și etajul final (fig. A. 1.2 și A. 1.3).

Oscilatorul este de tip sinusoidal clasă C, echipat cu tranzistorul cu Si — tip BC 107 A (T_{304}) și cu dioda de protecție tip EFD 108 (D_{303}).

Oscilatorul funcționează într-o schemă de reacție cu cuplaj inductiv (Tr_{302}) între emitor și bază. Acest montaj oferă unele avantaje privind atacul etajului următor (driver), el permițînd prin cuplaj galvanic (R_{324} între oscilator și driver) o comandă adecvată a regimului de funcționare a celui din urmă. Etajul oscilator funcționează astfel ca un veritabil generator de tensiune, cu impedanță joasă de ieșire. Circuitul oscilant format din primarul transformatorului Tr_{302} și condensatorul C_{317}, este scos în afara circuitului de sarcină. Forma de undă a semnalului de la ieșire este foarte apropiată de unda dreptunghiulară (fig. A. 1.8, *b*).

Circuitul oscilant este acordat pe frecvența liniilor (15626 Hz). Tensiunea sinusoidală pe circuitul oscilant este de cca 15 V_{vv} (fig. A. 1.8, *a*).

Dioda D_{305} protejează baza tranzistorului T_{304} la supratensiune în timpul blocării tranzistorului; ea este practic blocată pentru alternanța negativă a tensiunii pe circuitul oscilant.

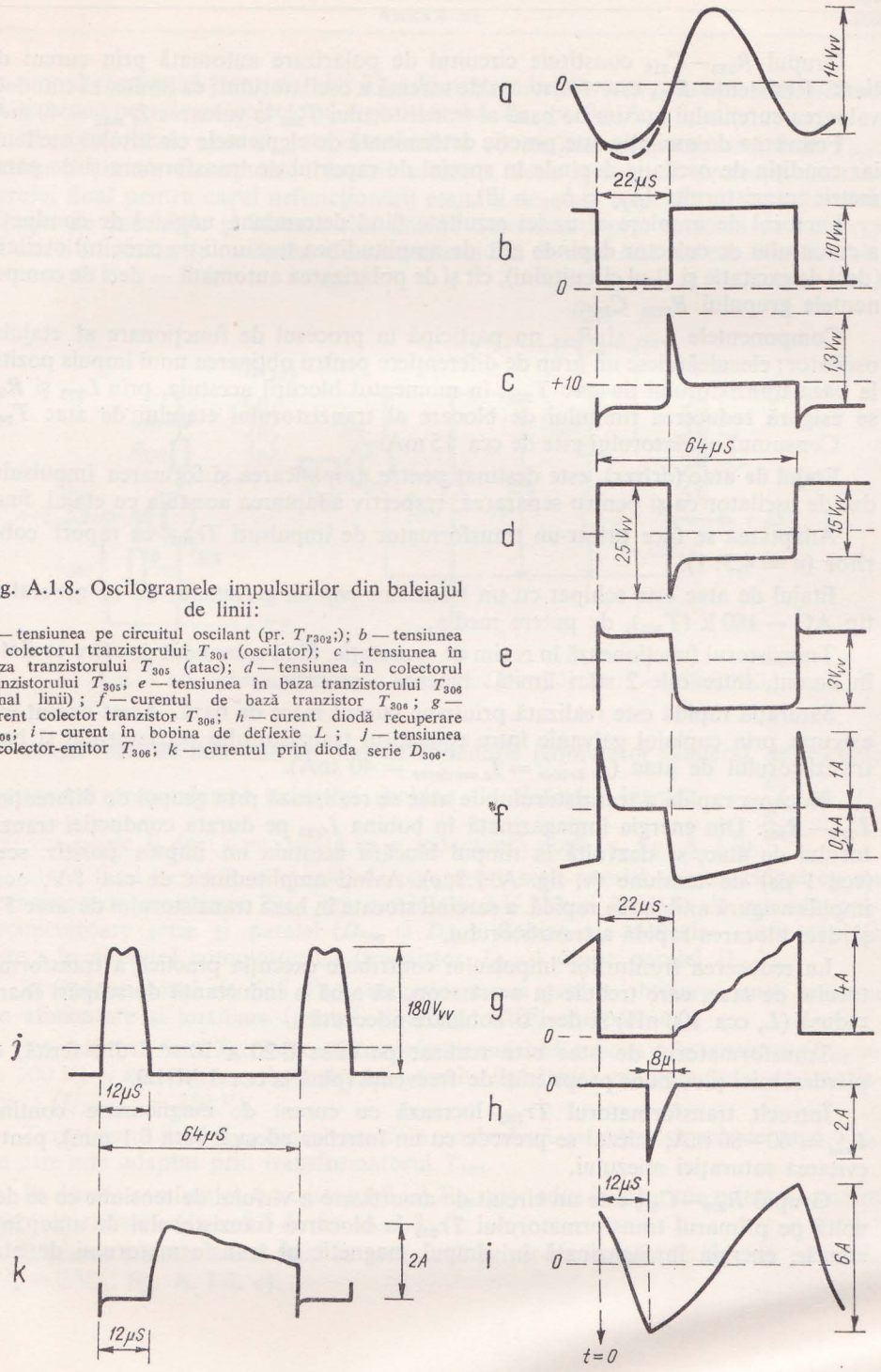


Fig. A.1.8. Oscilogramele impulsurilor din baleiajul de linii:

a — tensiunea pe circuitul oscilant (pr. T_{r302};); *b* — tensiunea în colectorul tranzistorului T_{304} (oscilator); *c* — tensiunea în baza tranzistorului T_{305} (atac); *d* — tensiunea în colectorul tranzistorului T_{305}; *e* — tensiunea în baza tranzistorului T_{306} (final linii); *f* — curentul de bază tranzistor T_{306}; *g* — curent colector tranzistor T_{306}; *h* — curent diodă recuperare D_{305}; *i* — curent în bobina de deflexie *L*; *j* — tensiunea colector-emitor T_{306}; *k* — curentul prin dioda serie D_{306}.

Grupul R_{323}—C_{318} constituie circuitul de polarizare automată prin curent de bază. Rezistența R_{324} este rezistența de sarcină a oscilatorului; ea limitează totodată valoarea curentului maxim de bază al tranzistorului T_{305} la valoarea $I_{b\ max} = 40$ mA.

Frecvența de oscilație este practic determinată de elementele circuitului oscilant, iar condiția de oscilație depinde în special de raportul de transformare și de parametrii tranzistorului ($h_{fe} \approx h_{FE} = B$).

Factorul de umplere al undei rezultate fiind determinat, unghiul de conducție a curentului de colector depinde atît de amplitudinea tensiunii pe circuitul oscilant (deci de excitație și Q-ul circuitului), cît și de polarizarea automată — deci de componentele grupului R_{323}, C_{318}.

Componentele L_{303} și R_{325} nu participă în procesul de funcționare al etajului oscilator; ele alcătuiesc un grup de diferențiere pentru obținerea unui impuls pozitiv la baza tranzistorului de atac T_{305}; în momentul blocării acestuia, prin L_{303} și R_{325} se asigură reducerea timpului de blocare al tranzistorului etajului de atac T_{305}.

Consumul oscilatorului este de cca 15 mA.

Etajul de atac (driver), este destinat pentru amplificarea și formarea impulsului dat de oscilator ca și pentru separarea, respectiv adaptarea acestuia cu etajul final.

Adaptarea se face printr-un transformator de impulsuri Tr_{303}, cu raport coborîtor ($n = 4{,}5:1$).

Etajul de atac este echipat cu un tranzistor *pnp* cu germaniu, de uz general — tip AC — 180 k (T_{305}), de putere medie.

Tranzistorul funcționează în regim de comutație, fiind comandat de către oscilator în curent, între cele 2 stări limită: blocare—saturație.

Saturația rapidă este realizată printr-un curent mare de bază. Acest curent este asigurat prin cuplajul galvanic între colectorul tranzistorului oscilatorului și baza tranzistorului de atac ($I_{b\ driver} = I_{c\ oscilator} = 40$ mA).

Blocarea rapidă a tranzistorului de atac se realizează prin grupul de diferențiere L_{303}—R_{305}. Din energia înmagazinată în bobina L_{303} pe durata conducției tranzistorului de atac, se dezvoltă în timpul blocării acestuia un impuls pozitiv scurt (cca 1 μs) de tensiune (v. fig. A. 1.8, *c*). Avînd amplitudinea de cca 1 V, acest impuls asigură anihilarea rapidă a sarcinii stocate în baza tranzistorului de atac T_{305} și deci blocarea rapidă a tranzistorului.

La reducerea fronturilor impulsului contribuie execuția practică a transformatorului de atac, care trebuie în acest scop, să aibă o inductanță de scăpări foarte redusă (L_s cca 100 nH) și deci o bobinare adecvată.

Transformatorul de atac este realizat pe miez E 20 × 10 × 5 din ferită, cu pierderi mici și cu bune proprietăți de frecvență (pînă la cca 1 MHz).

Întrucît transformatorul Tr_{303} lucrează cu curent de magnetizare continuă $I_{mcd} = 60$—80 mA, miezul se prevede cu un întrefier adecvat (cca 0,1 mm), pentru evitarea saturației miezului.

Grupul R_{329}—C_{319} este un circuit de amortizare a vîrfului de tensiune ce se dezvoltă pe primarul transformatorului Tr_{305} la blocarea tranzistorului de atac; într-adevăr, energia înmagazinată în cîmpul magnetic al transformatorului de atac,

în timpul conducției tranzistorului T_{305} dă naștere la blocarea acestuia, unui impuls de tensiune negativ pe colectorul tranzistorului T_{305} (v. fig. A. 1.8, *d*).

Tranzistorul de atac T_{305} funcționează în contrafază cu tranzistorul final T_{306}; conducția unuia corespunde blocării celuilalt, ceea ce asigură protecția tranzistorului final pentru cazul nefuncționării etajului de atac, respectiv al oscilatorului. Timpii de conducție și blocare sînt univoc determinați prin factorul de umplere al undei furnizate de oscilator. Consumul etajului de atac este de cca 60—80 mA.

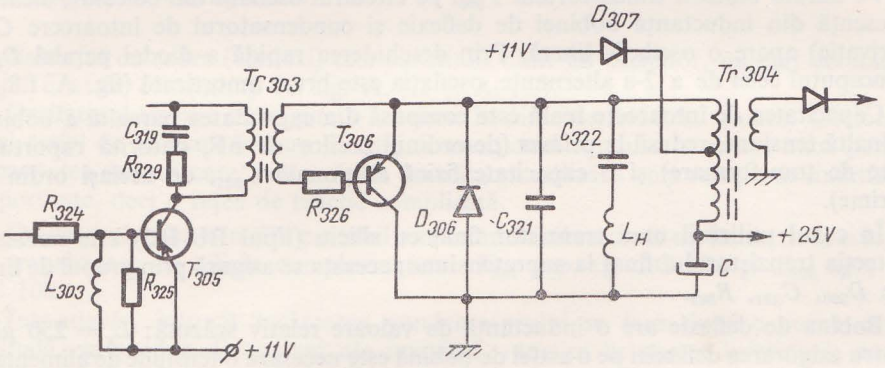


Fig. A.1.9. Schema echivalentă simplificată a etajului de atac și final linii.

Etajul final de linii este un etaj de comutație (comutator bilateral de curent) cu sarcină preponderent inductivă (bobina de deflexie) întrucît $\tau = \frac{L_y}{R_y} \gg T_n$. Sarcina poate fi deci considerată ca o inductanță pură (v. fig. A. 1.9).

Etajul final lucrează în montaj de recuperare serie-paralel și este echipat cu un tranzistor de comutație T_{306} *pnp* cu Ge, tip AU 113 și 2 diode de comutație — recuperatoare serie și paralel (D_{306} și D_{307}). Bobina de deflexie — este cuplată direct în circuitul comutatorului (tranzistor T_{306} + dioda paralel D_{307}).

Transformatorul de linii Tr_{304} servește numai pentru obținerea unor tensiuni de alimentare și auxiliare (pentru cinescop, AVF, comparator).

Tranzistorul final T_{306} lucrează în regim de maximă solicitare în tensiune ($U_{CE} \approx$ $\approx$ 200 V) și curent ($I_c = 4$ A) datorită tensiunilor limită reduse admise de tranzistoare ($U_{CE\ max} = 250$ V).

Tranzistorul final T_{306} funcționează în contrafază cu tranzistorul de atac T_{305}, cu care este adaptat prin transformatorul T_{303}.

Pe durata conducției, tranzistorul final T_{306} este adus la saturație printr-un curent mare de excitație ($I_B = 0{,}5$ A, fig. A. 1.8, *f*).

Blocarea tranzistorului final se realizează printr-un impuls de blocare pe bază; ($U_b = 2\ V_{vv}$, fig. A. 1.8, *e*).

Durata conducției este ($t_c = 40\ \mu s$) determinată de factorul de umplere $u = \frac{t_c}{T_h} = \frac{40}{64}$ al undei de atac și de timpul de stocare a sarcinii în bază ($t_s < 3\ \mu s$).

Datorită amplitudinii mari a impulsului de blocare, pe durata scurtă la începutul perioadei de blocare, apare un curent invers mare de bază care anihilează rapid energia acumulată în bază; aceasta reduce apreciabil durata blocării ($t_{bloc} \approx 1\ \mu s$).

Pe durata blocării tranzistorului T_{306}, pe circuitul oscilant din colector, alcătuit în esență din inductanța bobinei de deflexie și condensatorul de întoarcere C_{321} (derivație) apare o oscilație liberă. Prin deschiderea rapidă a diodei paralel D_{306}, la începutul celei de a 2-a alternanțe, oscilația este brusc amortizată (fig. A. 1.8, *j*).

Capacitatea de întoarcere reală este compusă din capacitatea parazită a bobinei de înaltă tensiune, redusă la primar (de ordinul zecilor de nF, datorită raportului mare de transformare) și o capacitate fizică adițională C_{321}, de același ordin de mărime).

În cazul utilizării unui tranzistor final cu siliciu (tipul BU 102) este necesară protecția tranzistorului final la supratensiune; aceasta se asigură prin grupul de limitare D_{306}, C_{321}, R_{363}.

Bobina de deflexie are o inductanță de valoare relativ scăzută: $L_y = 250\ \mu H$. Pentru asigurarea deflexiei pe o astfel de bobină este necesară o tensiune de alimentare a etajului final linii $V_0 = 25$ V. Pentru ca baleiajul de linii să poată funcționa și la tensiunea de alimentare de + 11 V (acumulator auto) este necesară ridicarea tensiunii, prin utilizarea schemei de recuperare serie.

În acest scop, alimentarea etajului final de baleiaj se face la o priză din primarul transformatorului de linii. Poziția prizei este determinată în principal de raportul dintre tensiunea continuă disponibilă de la sursă (V_s) și tensiunea continuă V_0 necesară pe sarcină ($n = V_s/V_0 = 11/25$).

Reducerea distorsiunilor neliniare ale baleiajului orizontal se realizează printr-o bobină care lucrează la saturație L_{308}, a cărei inductanță variază cu intensitatea curentului de deflexie, variind astfel sarcina echivalentă, în timp, a etajului de comutare.

Distorsiunile simetrice de tangență, datorate planeității ecranului, se corectează printr-un condensator C_{322}, cu pierderi reduse; prin căderea de tensiune, de formă parabolică de la bornele sale acesta modifică tensiunea instantanee, aplicată în fiecare moment bobinei de deflexie.

Datorită vîrfurilor mari de curent solicitate de etajul final de la sursă, este necesar ca sursa de alimentare să aibă o rezistență de ieșire foarte mică; este din același motiv util un filtraj separat pentru etajul final, compus din L_{305} și C_{320}.

Tensiunea FIT se obține prin redresarea impulsului de întoarcere pozitiv, cu ajutorul redresorului cu seleniu D_{502} de tip TV 13. Tensiunea FIF este de 10 kV pentru $I_{fascicul} = 100\ \mu A$. Pentru reducerea tensiunii pe colectorul tranzistorului T_{306} (primarul Tr_{304}) și creșterea tensiunii FIT, transformatorul Tr_{304} este acordat pe armonica 3-a.

Tensiunile auxiliare pentru grilele de accelerare și focalizarea cinescopului, se obțin prin redresarea (cu dioda D_{501}) impulsurilor de întoarcere pozitive (cursa inversă) oferite de transformatorul de linii.

Tensiunea continuă (+ 105 V) pentru alimentarea amplificatorului final video se obține prin redresarea — cu dioda D_{503}, a cursei directe a tensiunii oferite de o înfășurare specială a transformatorului de linii.

I.A.9. Blocul de baleiaj cadre

Baleiajul de cadre (vertical) este constituit dintr-un oscilator, un etaj de atac și etajul final în contratimp (v. fig. A. 1.2 și A. 1.3).

Oscilatorul trebuie să asigure o tensiune în dinte de ferăstrău liniară. Obținerea unei astfel de tensiuni într-un montaj convențional conduce la valori mari pentru capacitatea de încărcare, precum și la necesitatea utilizării unei reacții, de liniarizare importante, deci o rețea de reacție complicată.

Oscilatorul utilizat în TV portabil este un multivibrator de tip fantastron, echipat cu tranzistoare cu siliciu complementare: T_{307} *pnp*, tip BC 177 și T_{308} *npn*, tip BC 108.

Într-adevăr, întrucît încărcarea condensatorului se face după o curbă exponențială, se produc distorsiuni ale imaginii — turtire în partea inferioară, aceste distorsiuni sînt foarte greu de eliminat, ele putînd să fie din contră, accentuate de etajele următoare.

Montajul fantastron se bizuie pe efectul integratorului Miller. Acesta permite să se obțină o tensiune în dinte de ferăstrău liniară, de amplitudine relativ mare, utilizînd o capacitate de integrare de valoare relativ redusă ($C_{335} = 0{,}47\ \mu F$) și o rețea de reacție simplă.

Prin utilizarea acestui tip de oscilator, influența temperaturii ambiante și a tensiunii de alimentare asupra frecvenței sînt reduse; totodată, interacțiunea dintre reglajele de frecvență și amplitudine este neglijabilă.

Coeficientul de neliniaritate este, în cazul montajului fantastron, deosebit de redus (cca 1%).

În fig. A. 1.10 se dă schema simplificată a oscilatorului. Oscilatorul furnizează o tensiune în dinte de ferăstrău de amplitudine foarte apropiată de valoarea tensiunii sursei de alimentare (V_s). El funcționează succesiv în regim de saturație, pe durata întoarcerii baleiajului (aprox. 0,5 ms) și în regim de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău, pe durata cursei active (cca 19,5 ms).

Astfel, tranzistorul T_{308} funcționează ca un veritabil comutator. La punerea sub tensiune a oscilatorului, tranzistorul *npn* T_{308} conduce, fiind polarizat pozitiv pe bază, prin R_{335}.

Condensatorul C_{335} se încarcă prin curentul de bază al tranzistorului *pnp*—T_{307} și curentul de colector al tranzistorului T_{308}. Condensatorul C_{334} se încarcă și el prin curentul de bază al tranzistorului T_{308} și curentul de colector al tranzistorului T_{307}. Cele două tranzistoare constituie astfel un amplificator cu 2 etaje, cu ieșirea

legată la intrare. Regimul de lucru al acestui amplificator este instabil. Variația curentului de colector al unui tranzistor declanșează o reacție în lanț; aceasta conduce la creșterea curentului de colector al ambelor tranzistoare. Condensatorul C_{335} se încarcă rapid la tensiunea sursei de alimentare. Cele 2 tranzistoare ajung în final la saturație (momentul t_1 — începerea întoarcerii (fig. A. 1.11). Curentul de colector

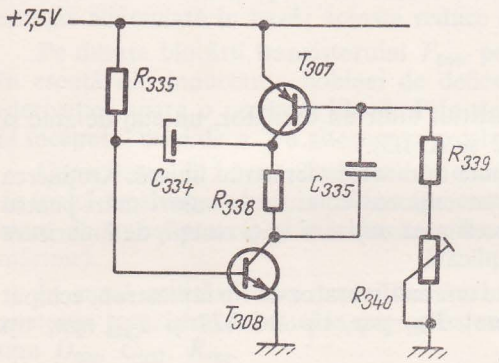


Fig. A.1.10. Schema simplificată a oscilatorului de cadre.

al tranzistorului T_{308} este limitat de rezistența de protecție R_{338}. Tensiunea colector-emitor a fiecărui tranzistor este acum scăzută ($U_{CE} \ll 1$ V); amplificarea ambelor etaje este redusă la unitate.

În continuare, condensatorul C_{335} se încarcă lent, după o lege exponențială determinată de rezistență bază-emitor r_{be} a tranzistorului T_{307} și rezistența de saturație $r_{c\,sat}$ a tranzistorului T_{308} (perioada de întoarcere de la t_1 la t_2).

Cînd C_{335} s-a încărcat aproape complet ($U_{C\,335} = U_{sursa}$) curentul de încărcare s-a redus foarte mult; aceasta face ca T_{307} să iasă din saturație, tensiunea sa de colector scade, la baza lui T_{308} se transmite prin C_{334} un salt negativ, care-l blochează. În continuare C_{334} se descarcă lent prin T_{307} și R_{335}, aplicînd o tensiune negativă la baza lui R_{308}; în acest fel T_{308} este menținut blocat pe toată durata cursei active. Curentul de emitor I_e al tranzistorului T_{307} e determinat acum de $R_{339-340}$ și tensiunea sursei V_s.

Datorită curentului de bază I_b, joncțiunea bază colector a tranzistorului T_{307} este deschisă și prin R_{338} din colector circulă un curent în sens opus, datorat descărcării condensatorului C_{335}. Prin descărcarea lui C_{335} curentul de bază al tranzistorului T_{307} scade lent; astfel între curentul de bază și curentul său de colector se stabilește un raport de echilibru, egal cu amplificarea de curent (α). Dat fiind că pe durata descărcării, tensiunea de bază variază foarte puțin, curentul de descărcare $I_d \approx \alpha I_E$ este practic constant, $I_d \approx \dfrac{V_s}{R_{339}}$; totodată el este independent de variațiile de temperatură. Prin urmare, tensiunea pe capacitatea C_{335} va descrește liniar.

Tensiunea pe colectorul tranzistorului T_{307} va crește astfel și ea liniar (v. fig. A. 1.11, *a*).

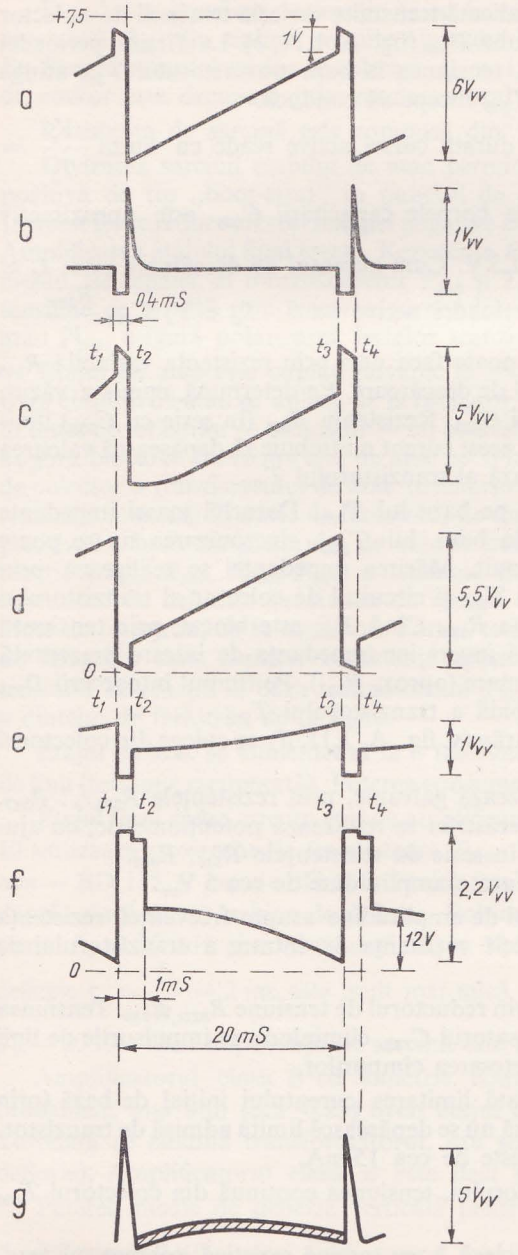


Fig. A.1.11. Oscilogramele impulsurilor din baleiajul de cadre (oscilator şi driver):

a — tensiunea colector, tranzistor T_{307} (oscilator); *b* — tensiunea bază, tranzistor T_{307} (oscilator); *c* — tensiunea bază, tranzistor, T_{308} (oscilator); *d* — tensiunea colector, tranzistor T_{308} (oscilator); *e* — tensiunea bază, tranzistor T_{309}(atac); *f* — tensiunea colector, tranzistor T_{309} (atac); *g* — impulsuri de sincronizare cadre în pct. 25.

Capacitatea C_{334}, avînd o valoare ridicată transmite variația tensiunii de colector a tranzistorului T_{307} la baza tranzistorului T_{308} (fig. A. 1.11, *c*). La sfîrșitul perioadei de descărcare a condensatorului C_{335}, tensiunea la baza tranzistorului T_{308} atinge valoarea de deschidere, tranzistorul T_{308} începe să conducă.

Tensiunea pe capacitatea C_{335} pe durata cursei active scade cu viteza $\frac{V_c}{T_a} = \frac{I_d}{C_{335}}$, Variația totală a tensiunii la bornele capacității C_{335} este aproximativ egală cu tensiunea sursei $V_c \approx V_s = 7{,}5$ V. Cum curentul de descărcare este: $I_d \approx \frac{V_c}{R_{339-340}}$ rezultă că durata perioadei active va fi: $T_a \approx V_s\, C_{335} \frac{R_{339}}{V_c} = R_{339}\, C_{335}$. Controlul frecvenței se poate face deci prin rezistența variabilă R_{340} în serie cu rezistența R_{339}, din circuitul de descărcare. Ea determină, cum s-a văzut, viteza de descărcare a condensatorului C_{335}. Rezistența R_{341} (în serie cu C_{335}) limitează curentul de încărcare al acestuia; acest curent nu trebuie să depășească valoarea maximă admisă pentru curentul de bază al tranzistorului T_{307}.

Sincronizarea oscilatorului se face pe baza lui T_{308}. Datorită joasei impedanțe prezentate de lanțul C_{334}, C_{336}, T_{307} în baza lui T_{308}, sincronizarea nu se poate face printr-un lanț de integrare obișnuit. Mărirea impedanței se realizează prin introducerea, între baza tranzistorului T_{308} și circuitul de colector al tranzistorului T_{307} a diodei D_{330} șuntată de rezistența R_{333}. Cînd T_{308} este blocat, prin tensiunea negativă pe bază — dioda e polarizată invers iar impedanța de intrare prezentată filtrului de integrare, este suficient de mare (aprox. R_{337}). Pe timpul întoarcerii D_{330} este deschisă și permite saturarea rapidă a tranzistorului T_{308}.

Tensiunea de ieșire în dinte de ferăstrău (v. fig. A. 1.11, *d*) se culege din colectorul tranzistorului T_{308}.

Cuplajul cu etajul de atac se realizează galvanic, prin rezistențele R_{334}... R_{347}.

Reglajul amplitudinii dintelui de ferăstrău se realizează potențiometric, cu ajutorul potențiometrului R_{344}, introdus în serie cu rezistențele R_{345}, R_{346}.

Tensiunea de ieșire a oscilatorului are o amplitudine de cca 5 V_{vv}.

Pentru a reduce influența reglajului de amplitudine asupra frecvenței, rezistența R_{343} are o valoare mult mai mare decît rezistența de intrare a tranzistorului de atac T_{309}.

Alimentarea oscilatorului se face prin reductorul de tensiune R_{322}, R_{333}. Tensiunea de alimentare este filtrată prin condensatorul C_{332}, eliminîndu-se impulsurile de linii pe cadre, care altfel ar influența întreținerea cîmpurilor.

Rețeaua R_{332}, R_{333}, asigură totodată limitarea curentului inițial de bază (prin C_{334}) al tranzistorului T_{308} astfel încît să nu se depășească limita admisă de tranzistor.

Consumul oscilatorului de cadre este de cca 15 mA.

La o funcționare corectă a oscilatorului, tensiunea continuă din colectorul T_{308} este cca + 3 V.

Etajul de atac este un amplificator clasă A cu sarcină rezistivă, echipat cu tranzistor T_{309} *npn* de tip BC 108.

Etajul este prevăzut cu reacție de cc în emitor. Reglajul reacției, prin rezistența ajustabilă R_{352} din emitor permite ajustarea liniarității în partea de jos a imaginii. Ea fixează curentul mediu de colector $I_{co} \approx 12$ mA al tranzistorului T_{309}. Rezistența de emitor este decupată prin condensatorul C_{336}.

Rezistența de sarcină este compusă din rezistențele R_{350}, R_{351} și R_{354} în serie.

Divizarea sarcinii etajului de atac permite să se aplice etajului final o reacție pozitivă de tip „boot-strat" în punctul de conexiune al rezistențelor R_{350}, R_{354}. În acest fel se reduce efectul reacției negative caracteristice etajelor cu ieșire pe emitor. Amplificarea etajului final crește. Rezistența R_{351} servește pentru stabilirea curentului mediu, de repaus, al tranzistoarelor T_{310} și T_{311} din etajul final. Astfel, căderea de tensiune ce rezultă prin trecerea curentului mediu de colector al tranzistorului de atac T_{309}, asigură polarizarea bazelor tranzistoarelor finale.

Etajul de atac este cuplat galvanic la bazele tranzistorului din etajul final. Pe baza etajului de atac se aplică de la oscilator, prin divizorul R_{343}... R_{346}, o tensiune în dinte de ferăstrău — crescător — cu piedestal (fig. A. 1.11, *e*) negativ. Piedestalul asigură blocarea tranzistorului de atac pe durata întoarcerii pe verticală. Tensiunea de colector a tranzistorului de atac urmărește variația tensiunii de bază. În colector rezultă o tensiune în dinte de ferăstrău, de amplitudine descrescătoare, cu piedestal pozitiv. La baza tranzistorului de atac se mai aplică de la ieșire, printr-un lanț de reacție (R_{357}, R_{337}, R_{346}, R_{347}, o tensiune de reacție negativă pentru liniarizarea curentului de deflexie. Tensiunea de reacție se însumează cu tensiunea de atac în dinte de ferăstrău, de la oscilator. Forma tensiunii de bază rezultante este un dinte de ferăstrău ușor concav. Rezistența ajustabilă R_{346} servește pentru ajustarea tensiunii de reacție la baza tranzistorului T_{309}; ea reglează deci liniaritatea globală a dintelui de ferăstrău de la ieșire.

Etajul de atac se alimentează la o tensiune de + 25 V, preluată din etajul final de linii (tensiune recuperată). Puterea consumată de etajul de atac este de cca 0,3 W).

Etajul final cadre este un etaj de amplificare clasa B cu simetrie complementară. El utilizează o pereche de tranzistoare T_{310}, T_{311} cu siliciu, de medie putere de tip *npn* — BD 135 și *pnp* — BD 136. Etajul final cu ieșire pe emitor, de joasă impedanță, atacă direct bobina de deflexie. Bobina de deflexie pe verticală are o inductanță $L_v = 30$ mH și o rezistență $R_v = 16\,\Omega$. Constanta de timp a bobinei de deflexie $\tau_v = \frac{L_v}{R_v} = 2$ ms este mult mai mică decît perioada deflexiei pe verticală $T_v = 20$ ms. Deci impedanța de sarcină este preponderent activă.

Amplificatorul clasa B cu simetrie complementară prezintă avantajul unui randament mai bun (cca 0,25) decît etajul de amplificare în clasă A (cca 0,12). Totodată se elimină transformatorul, sau șocul de cuplaj cu sarcina (bobina de deflexie). Amplificatorul clasă B este deci mai economic.

Puterea medie de deflexie verticală pentru cinescopul din TV portabil (unghi de deflexie de 110° și gîtul cu diametrul $\theta = 20$ mm) este $P_d = \frac{1}{12} R_v I_{vv}^2 = 0{,}45$ W.

Curentul de deflexie, în forma de dinte de ferăstrău are amplitudinea:

$$I_{vv} = \frac{12\,P_d}{R_v} = 300 \text{ mA}.$$

Tranzistoarele din etajul final sînt alimentate în serie, sub tensiunea de + 25 V, preluată din etajul final de linii (tensiunea recuperată).

Funcționarea etajului final de cadre decurge cum urmează: (v. fig. A. 1.11 și A. 1.12).

În absența semnalului ambele tranzistoare sînt blocate, tensiunea bază emitor pentru fiecare din cele 2 tranzistoare fiind mai mică decît tensiunea de deschidere.

Etajul de atac echipat cu tranzistorul T_{309} aplică pe bazele tranzistoarelor finale tensiunea în dinte de ferăstrău — descrescător (fig. A. 1.11, *f*). În prima jumătate a perioadei, tensiunea fiind pozitivă, menține în conducție tranzistorul *npn* — T_{310} tip BD 135, în timp ce tranzistorul *pnp* BD 136 este menținut blocat. Prin bobina de deflexie circulă un curent în dinte de ferăstrău (v. fig. A. 1.12) descrescător; acesta încarcă condensatorul de cuplaj C_{340} la o tensiune egală cu aproximativ jumătate din tensiunea de alimentare ($U_{c\,340} \approx 12$ V). Cînd tensiunea de atac trece prin zero, curentul de deflexie se anulează și el. Tensiunea de atac, în descreștere continuă, devine negativă. Tranzistorul *npn* T_{310} se blochează, iar tranzistorul *pnp* T_{311} începe să conducă.

Condensatorul C_{340} se descarcă acum pe bobina de deflexie făcînd ca prin aceasta să continue să circule curentul de deflexie în dinte de ferăstrău, de semn schimbat.

La sfîrșitul perioadei active (mom. t_3 fig. A. 1.11) la baza tranzistorului de atac T_{309} se aplică impulsul negativ de întoarcere. Tensiunea la bazele tranzistoarelor T_{310} și T_{311} devine brusc pozitivă. Astfel tranzistorul *pnp* T_{311} este blocat iar tranzistorul *npn* T_{310} este adus la saturație. Începe cursa inversă a baleiajului pe verticală. Tensiunea instantanee în emitorul tranzistoarelor T_{310} și T_{311} este acum egală cu tensiunea de alimentare ($V_s = 25$ V). Impulsul pozitiv pe emitorul tranzistorului T_{310} nu blochează tranzistorul de tip *npn*, întrucît acest impuls este aplicat prin rezistența R_{350} și condensatorul C_{338} și la baza tranzistorului T_{310} (reacție boot-strap). Același impuls aplicat prin R_{351}, D_{332} la baza tranzistorului T_{311} — de tip *pnp* — evită deschiderea acestui tranzistor. În momentul t_4, pe baza tranzistorului de atac T_{309} se aplică un salt pozitiv care deschide tranzistorul. Tensiunea în colectorul tranzistorului T_{309} scade brusc, polarizînd, în sensul blocării, baza tranzistorului R_{310}. Dat în acest moment curentul de bază al tranzistorului T_{310} este mai mare decît valoarea de saturație: $I_B > I_{B\,sat}$ corespunzător curentului de colector de saturație $I_{C\,sat}$. Tranzistorul T_{310} va rămîne în continuare saturat. Curentul de colector și ca urmare curentul de deflexie vor continua să crească după o lege exponențială, pînă în momentul t_5 în care curentul I_c atinge valoarea corespunzătoare curentului de bază de saturație, $I_{B\,sat}$. De acum tranzistorul T_{310} iese din saturație și în continuare curentul de colector urmărește variația curentului de bază. Deci cursa inversă este întîrziată cu o durată, t_4 la t_5, în care tranzistorul *npn* este suprasaturat ($I_c < I_{C\,sat} = h_{21\,E} I_{B\,sat}$).

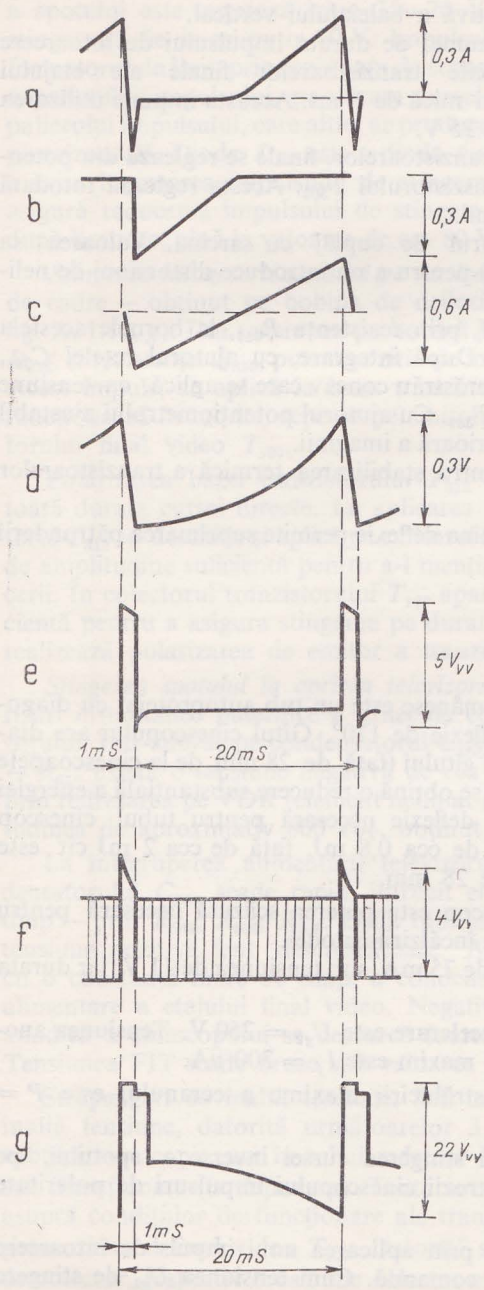


Fig. A.1.12. Oscilogramele impulsurilor din bobinajul de cadre etajul final:

a — curentul emitor tranzistor T_{310}; *b* — curent emitor tranzistor T_{311}; *c* — curent bobina deflexie cadre; *d* — tensiunea de reacție ($U_{R_{346}}$); *e* — tensiunea bază, tranzistor T_{312} (stingere *V*); *f* — tensiunea în emitorul tranzistorului T_{312}; *g* — tensiunea în emitorul tranzistoarelor finale T_{310} și T_{311}.

Din acest moment reîncepe cursa activă a baleiajului vertical.

Durata întoarcerii nu depinde deci numai de durata impulsului de întoarcere oferit de oscilator, ci de caracteristicile tranzistoarelor finale ale etajului final. Durata întoarcerii trebuie să fie mai mică de 1 ms. Aceasta impune utilizarea unei tensiuni minime de alimentare $V_s \geqslant 25$ V.

Punctul de funcționare de repaus al tranzistoarelor finale se reglează din potențiometrul ajustabil T_{352} din emitorul tranzistorului T_{309}. Acesta reglează totodată liniaritatea în partea inferioară a imaginii.

Condensatorul C_{340} este condensatorul de cuplaj cu sarcina. Valoarea sa trebuie să fie suficient de mare ($X_c \ll R_v$) pentru a nu introduce distorsiuni de neliniaritate verticală.

Prin trecerea curentului de deflexie I_v prin rezistența R_{357}, la bornele acesteia apare o tensiune în dinte de ferăstrău. După integrare, cu ajutorul rețelei C_{337}, $R_{345, 346}$ se obține o tensiune în dinte de ferăstrău concav care se aplică, ca tensiune de reacție, la baza tranzistorului de atac T_{339}. Cu ajutorul potențiometrului ajustabil R_{346} se reglează liniaritatea în partea superioară a imaginii.

Dioda D_{332} tip DC1 se folosește pentru stabilizarea termică a tranzistoarelor finale.

Condensatorul C_{342} din paralel pe bobina deflexie permite suprimarea pătrunderii liniilor pe cadre, prin inducție.

I.A.10. Cinescopul

Cinescopul utilizat în TV portabil românesc este un tub autoprotejat cu diagonala ecranului de 31 cm și unghi de deflexie de 110°. Gîtul cinescopului are diametrul de 20 mm. Reducerea diametrului gîtului (față de 28 mm de la cinescoapele pentru televizoare staționare) a permis să se obțină o reducere substanțială a energiei de deflexie necesare. Astfel, energia de deflexie necesară pentru tubul cinescop tip A 31—120 W sau A 31—250 W este de cca 0,8 mJ, față de cca 2 mJ cît este necesar, pentru tuburile cu diametrul de 28 mm.

O altă particularitate a acestui cinescop este puterea scăzută necesară pentru încălzirea filamentului și durata redusă a încălzirii catodei.

Astfel, filamentul consumă un curent de 75 mA sub tensiunea de 11 V, iar durata încălzirii maxim 6—7 μs.

Tensiunea necesară pentru grila de accelerare este $U_{g2} = 250$ V. Tensiunea anodică $U_{FIT} = 11$ kV. Curentul de fascicul maxim este $I_f = 300$ μA.

Puterea necesară pentru obținerea strălucirii maxime a ecranului este $P = 11 \text{ kV} \cdot 250 \, \mu\text{A} \approx 3\text{W}$.

Stingerea întoarcerii spotului. Pentru stingerea cursei inverse a spotului, pe orizontală și verticală, se aplică pe electrozii cinescopului impulsuri de polaritate și durată convenabilă.

Stingerea pe orizontală se realizează prin aplicarea unui impuls de întoarcere linii, de polaritate negativă, pe grila de comandă. Cum tensiunea U_{gk} de stingere

a spotului este cuprinsă între 35—70 V, trebuie ca amplitudinea impulsului de stingere să fie de cel puțin 70 V. Impulsul de stingere pe linii este preluat din transformatorul de linii, prin rezistența de separare R_{315}. Dioda D_{505} taie partea superioară a palierului impulsului, pe durata cursei directe. În acest fel se suprimă căderea palierului impulsului, care altfel ar produce degradarea strălucirii medii — de fond — pe orizontală. Dioda D_{505} este o diodă cu timp de revenire suficient de redus pentru a evita îngustarea impulsului de stingere orizontală. Condensatoarele C_{502} și C_{507} asigură reducerea impulsului de stingere de la valoarea de cca 200 V_{vv}, obținută după limitare, pînă la valoarea de cca 80 V_{vv}, necesară stingerii.

Stingerea întoarcerii spotului pe verticală este ceva mai dificilă, întrucît impulsul de cadre — obținut pe bobina de deflexie cadre, are amplitudine insuficientă (v. fig. A. 1.12, *g*). Din tensiunea pe bobină se separă prin limitare, cu ajutorul diodei D_{332}, și rezistenței R_{358}, pulsul pozitiv de întoarcere, cu amplitudinea de aprox. 2 V_{vv}. Acest impuls, se aplică la baza tranzistorului de stingere T_{312}. Tranzistorul T_{312} funcționează în montaj repetor pe emitor, fiind cuplat galvanic la emitorul tranzistorului final video T_{107}.

Polarizarea bazei tranzistorului T_{312} este astfel aleasă încît el este blocat pe toată durata cursei directe. La aplicarea impulsului de întoarcere pozitiv, tranzistorul T_{312} se deschide și aplică pe emitorul lui T_{107} un impuls pozitiv (v. fig. A. 1.12, *f*) de amplitudine suficientă pentru a-l menține pe acesta blocat pe toată durata întoarcerii. În colectorul tranzistorului T_{107} apare un impuls pozitiv, de amplitudine suficientă pentru a asigura stingerea pe durata întoarcerii pe verticală. Rezistența R_{361} realizează polarizarea de emitor a tranzistoarelor T_{107}—T_{312}.

Stingerea spotului la oprirea televizorului se obține prin realizarea unei polarizări instantanee puternice a grilei de comandă a cinescopului la oprirea televizorului. Într-adevăr pe condensatorul C_{505} de la capătul rezistenței neliniare (VDR) — R_{510} există o tensiune negativă de cca — 150 V. Această tensiune este obținută prin redresarea pe VDR (element neliniar simetric) a unui impuls negativ, cu amplitudinea de aproximativ 800 V_{VV}, obținut la trafo linii.

La întreruperea alimentării televizorului tensiunea negativă la bornele condensatorului C_{505} scade rapid, întrucît el se descarcă — cu o constantă mică de timp — prin R_{509}, R_{506}, R_{508}. Grila tubului cinescop va căpăta prin R_{508} și R_{506} o tensiune pozitivă lent descrescătoare. Această tensiune rezultă din descărcarea, cu o constantă mare de timp, a condensatorului C_{133} care filtrează tensiunea de alimentare a etajului final video. Negativarea grilei scade brusc, iar capacitatea anodică a cinescopului se descarcă foarte repede prin curentul mare de fascicul. Tensiunea FIT scade brusc sub valoarea la care spotul se stinge.

Străpungeri de înaltă tensiune. Într-un televizor pot să apară străpungeri de înaltă tensiune, datorită următoarelor 3 motive: descărcări în arc în interiorul tubului cinescopic, arc în tubul redresor FIT și scurtcircuite exterioare accidentale sau intenționate (la depanare). Toate aceste străpungeri pot avea influențe nefaste asupra condițiilor de funcționare ale tranzistorului final din baleiajul de linii R_{306} și tranzistorul final video T_{107}. Datorită străpungerilor în tubul cinescop, curenții de colector, respectiv tensiunile colector-emitor ale celor 2 tranzistoare, pot atinge

valori foarte mari. La depăşirea valorilor maxime admise, tranzistoarele se disting instantaneu. Pentru protecţia tranzistoarelor finale menţionate se iau măsuri speciale. Astfel pentru protecţia tranzistorului final video este importantă punerea corectă la masă a metalizării tubului cinescop. În acelaşi scop se prevăd între grilele respectiv catodul şi metalizarea cinescopului, eclatoare calibrate. În plus, printr-o protecţie adecvată, energia tranzitorie, rezultată în timpul străpungerii, este limitată la valori nepericuloase. Pentru aceasta între catodul cinescopului şi colectorul tranzistorului final video T_{107}, s-a introdus o rezistenţă de protecţie R_{135}. În afara protecţiei oferite de eclatoarele menţionate, protecţia tranzistorului final de baleiaj linii este asigurată printr-un circuit de limitare cu dioda, format din R_{363}, C_{324} — D_{303} (în cazul tranzistorului cu siliciu BU 102). În acelaşi scop rezistenţa echivalentă a sursei de alimentare a etajului final de linii, este intenţionat crescută. Uneori se introduce o rezistenţă serie de protecţie pe linia de alimentare a etajului final. În orice caz, este strict interzisă efectuarea unor scurtcircuite intenţionate în etajul final linii sau a se încerca înalta tensiune prin descărcări între borna de FIT şi masă, sub riscul de a distruge tranzistorul final de linii. Foarte gravă este de asemenea întreruperea condensatorului de întoarcere linii — C_{321} — ceea ce provoacă scurtarea duratei întoarcerii, aceasta duce la creşterea inadmisibilă a tensiunii de întoarcere şi deci la distrugerea instantanee a tranzistorului final de linii. De aceea este totdeauna recomandabil ca punerea sau repunerea în funcţiune a etajului final de linii, după depanare, să se facă după inspecţia atentă a integrităţii circuitului şi numai sub controlul oscilografic al tensiunii colector — emitor al tranzistorului final.

I.A.11. **Blocul de alimentare**

Alimentarea televizorului se realizează prin transformator, de la reţeaua de c.a. 110 V — 220 $V^{+10\%}_{-10\%}$ 50Hz, precum şi de la acumulator sau sursă autonomă de 12 V c.c. $\pm^{15\%}_{5\%}$.

Prin redresarea în punte (redresor B 40 C — 3200) şi filtrare pe condensator, se obţine o tensiune continuă de + 17 V, care este apoi stabilizată într-un montaj de stabilizare serie, cu protecţie la scurtcircuit (v. fig. A.1.3).

Tranzistorul T_{401} (de balast) de tip AD 149 are rolul de rezistenţă serie şi este montat în montaj „Darlington" cu tranzistorul T_{402} tip AC 180 K (pentru reducerea rezistenţei serie de ieşire).

Tranzistorul astfel compus, este comandat de tranzistorul amplificator de eroare T_{403} tip AC 181. Acesta primeşte pe emitor, prin dioda Zener — D_{402}, variaţiile tensiunii de la ieşire. Baza tranzistorului T_{403} este polarizată prin divizorul rezistiv R_{405}, R_{406} — R_{407}. Tensiunea în emitorul tranzistorului de eroare este redusă din tensiunea de ieşire (+ 10,8 V), cu ajutorul diodei Zener D_{402} (cu $U_z = 5{,}1$ V), la valoarea de + 5,7 V. Montajul este protejat la scurtcircuite accidentale. Astfel, la apariţia unui scurtcircuit accidental, tranzistorul de eroare se blochează, ceea ce duce la blocarea tranzistorului serie; se evită astfel deteriorarea acestuia prin depăşirea puterii disipate maxim admisă. Protecţia televizorului la

scurtcircuit este completată şi prin două siguranţe fuzibile, respectiv de 0,6 A (S 1) şi de 2 A (S 2).

În paralel pe tranzistorul de balast T_{401} se găseşte o rezistenţă de wataj 39 Ω/5W, în serie cu dioda D_{401}. Rezistenţa este necesară pentru polarizarea iniţială a tranzistorului de eroare. Această rezistenţă preia de asemenea şi o parte din curentul de sarcină (circa 0,2 A) prin tranzistorul T_{401}. Dioda D_{401} serveşte ca protecţie pentru cazul conectării inverse a alimentării de la sursa autonomă de curent continuu.

Tensiunea de ieşire (+ 10,8 V), se reglează prin potenţiometrul R_{406} pentru reglajul polarizării tranzistorului T_{403} de eroare.

Curentul debitat în sarcină normală este de circa 2 A.

De precizat, că montajul stabilizează numai dacă este pus în sarcină, adică în funcţionare normală.

Depăşirea tensiunii de ieşire normală (+ 10,8 V), este periculoasă pentru viaţa tranzistoarelor din etajele de putere ale televizorului (final, linii şi cadre). De aceea punerea în funcţiune a televizorului va începe cu punerea în funcţiune a stabilizatorului, pe sarcină echivalentă exterioară. Aceasta se va cupla iniţial pe o „sarcină artificială" având o valoare apropiată de valoarea normală (circa 20 Ω/9 W).

Înainte de a se pune stabilizatorul sub tensiune, se recomandă a se pune potenţiometrul pentru reglajul tensiunii (R_{405}) la minimum şi a se monta un voltmetru în paralel pe sarcina artificială.

Tranzistorul de balast suportă o disipaţie apreciabilă. Astfel, în cazul alimentării la tensiunea normală de reţea, tensiunea redresată $U_r = +17$ V şi pentru tensiunea de ieşire $U_c = +10{,}8$ V, rezultă că pe tranzistor apare tensiunea $U_{CE} = 17 - 10{,}8 = 6{,}2$ V, iar curentul prin tranzistor este $I_c = 2$ A. Disipaţia de colector va fi deci: $P_{dc} = 6 \times 2 = 12$ W.

La tensiunea de reţea maximă admisă, situaţia este şi mai grea; astfel, pentru o variaţie relativă a reţelei de + 10% avem $P_d = 1{,}1\ P_{dc} = 13{,}2$ W.

Fiind prevăzut ca televizorul să reziste în funcţionare la o temperatură a mediului înconjurător de cel puţin + 40°C, trebuie să se asigure tranzistorului final condiţiile de răcire. Ştiind că pentru tranzistorul AD 149, temperatura maximă a joncţiunii este: $T_{j\ max} = 90$°C, iar rezistenţa termică joncţiune capsulă $R_{tjc} = 2$°C/W, rezultă că trebuie să se asigure un radiator cu o rezistenţă termică R_r, a cărei valoare maximă rezultă din:

$$R_r + R_{jc} = \frac{T_{j\ max} - T_a}{P_{max}} = \frac{90 - 40}{14} = 3{,}5\text{°C/W}$$

de unde

$$R_{r\ max} = 3{,}5 - 2 = 1{,}5\text{°C/W}.$$

Ca urmare, tranzistorul de balast trebuie să fie montat pe un radiator termic, cu o suprafaţă de răcire importantă (radiator de aluminiu $\neq 2$ mm, cu suprafaţa minimă de 500 cm^2)

Tranzistorul serie se izolează electric pe şasiu cu o folie de mică $\neq 0{,}05$ mm.

Tranzistorul de atac T_{402} — AC 180 K suportă o tensiune de colector maximă accidentală: $U_{CE\ max} = 18{,}7$ V — la limita superioară a tensiunii de alimentare şi în caz de scurtcircuit. Curentul de colector maxim este $I_{c\ max} = \frac{I}{B} = \frac{2}{50} = 40$ mA, unde $B = 50$, este factorul de amplificare static de curent al tranzistorului AD 149.

Disipația maximă de regim este $P_{d\,max} = U_{CE\,max} \times I_c = 1{,}1\ (17 - 10{,}8)$ c $40 \cdot 10^{-3} = 0{,}3$ W. Tranzistorul de atac nu necesită practic radiator.

Tranzistorul de eroare suportă o tensiune maximă de colector $U_{CE\,max} = (U_{max} - U_{BE}) - (U_s - U_z) = 1{,}1\ (17 - 0{,}5) - (10{,}8 - 5{,}1) = 12$ V și un curent de colector $I_c = 1$ mA. Deci puterea disipată fiind mică nu necesită radiator.

Dioda Zener are $V_z = 5{,}1$ V și $I_{z0} = 12$ mA.

Redresorul este de tip punte (B 40 C 3200/2200), cu un filtru cu intrare capacitivă ($C_{404} = 2000\ \mu$F/25 V).

Filtrarea tensiunii redresate este asigurată de condensatoarele C_{404} și C_{407} și de tranzistorul T_{401}, care se comportă totodată ca un filtru activ.

Transformatorul de rețea furnizează o putere de circa 45 VA. El este realizat pe un miez rulat (din tablă texturată), care permite atingerea unor inducții maxime, de 17 000 — 19 000 Gs. În acest fel se asigură un volum și greutate reduse, aproape la jumătate, în raport cu transformatorul cu miez E + I din tablă fier-siliciu. Secundarul transformatorului furnizează o singură tensiune: $U_s = 14{,}5\ U_{ef}$, în sarcina nominală.

Pentru reducerea perturbațiilor introduse în rețea, transformatorul este șuntat în primar și în secundar prin condensatoarele C_{401} și C_{411}.

B. Calculul etajelor de putere

Întrucît construcția receptoarelor de televiziune portabile, a intrat de multă vreme în preocuparea producătorilor de aparate de televiziune, la ora actuală există o anumită tradiție în fabricarea acestora.

În cazul construcției televizoarelor portabile sînt deosebit de importante proprietățile energetice (randament sporit) și dimensionale ale dispozitivelor semiconductoare utilizate care, pe lîngă creșterea siguranței de funcționare, prezintă și o serie de avantaje funcționale.

Totuși, tranzistorizarea totală, în speță tranzistorizarea etajelor de putere, a fost frînată de unele limitări ale valorilor parametrilor (temperatură maximă a joncțiunii, tensiune inversă) legate direct de integritatea componentelor. După cum se știe, tranzistorizarea etajelor de putere (VF, AF, baleiaj cadre, baleiaj linii, alimentare) este însă cu atît mai necesară cu cît aceste etaje sînt cele mai importante consumatoare de energie și ca urmare principalele producătoare de căldură. Dificultățile ridicate de tehnologia specifică sînt la ora actuală în mare parte depășite.

Concomitent cu eforturile continue pentru crearea unor dispozitive semiconductoare economic avantajoase, s-a urmărit simplificarea schematicii prin abordarea unor soluții noi, mai simple și mai economice.

Pe de altă parte, aparatele portabile trebuie să ofere o recepție de calitate comparabilă cu aceea a celor staționare, fără însă ca prețul de cost să fie mai ridicat. Aceasta s-a putut realiza prin adoptarea unor soluții tehnice particulare (ex: etaje finale complementare) și prin utilizarea unor componente perfecționate, cu prețuri de cost omolog-echivalente.

Astfel, perfecționarea recentă a tehnologiei de fabricație a semiconductoarelor cu siliciu a permis să se beneficieze de o serie de avantaje specifice și anume: reducerea curenților reziduali (și creșterea stabilității) creșterea rezistenței echivalente de intrare, reducerea capacității bază-colector (cu evitarea neutrodinării circuitelor de înaltă frecvență), creșterea temperaturii de lucru (pînă la 150° — 200° C), creșterea puterii; de asemenea, siliciul suportă tensiuni de lucru mai mari. Prin utilizarea siliciului în tehnologia planar s-au mărit limitele de putere, tensiune și frecvență ale semiconductoarelor. În plus, prin aplicarea tehnicii epitaxiei, structurilor planare, s-au ameliorat proprietățile de comutație.

Utilizarea în continuare a unora din tranzistoarele cu germaniu se explică prin costul lor uneori mai scăzut ca cel pentru siliciu (ex. tranzistoarele *pnp* de putere — tip AD 149 și AU 113).

Aparatul românesc, realizat la nivelul actual al tehnicii construcției de televizoare total tranzistorizate, utilizează cu preponderență tranzistoare cu siliciu, care se fabrică de curînd și în țară.

Pentru a familiariza pe cititor mai bine cu metodologia de calcul specifică etajelor unui televizor total tranzistorizat, s-a prezentat — în continuare calculul etajelor de ieșire din televizorul portabil românesc.

Trebuie menționat că în prezent aproape toate dispozitivele semiconductoare utilizate în televizorul portabil sînt fabricate sau pe cale de a fi asimilate în țară (excepție fac însă semiconductoarele de comutație din etajele finale de baleiaj linii).

Pentru o bună înțelegere a principiilor de calcul, fiecare exemplu de calcul a fost însoțit de comentariul fenomenologic aferent.

Pentru etajele de semnal mic, ținînd seama și de spațiul disponibil, s-a considerat că este suficient ilustrată metodica de calcul prin exemplele prezentate în cuprinsul lucrării lui Brilliantov.

Dealtfel, în literatura noastră au mai apărut unele lucrări originale și unele traduceri, care pot servi pentru însușirea cunoștințelor fundamentale asupra tranzistoarelor și etajelor cu tranzistoare, pentru proiectarea schemelor de amplificatoare, oscilatoare, circuite de impulsuri etc [1, 2, 3, 4]

I.B.1. Calculul amplificatorului de videofrecvență

Se prezintă mai jos calculul etajului final de videofrecvență. Pentru modulația totală a cinescopului 31 cm — 110° rezultă — din catalog — că este necesară o tensiune de videofrecvență, de la negru la alb:

$$U_{VFn-a} = 50\ V_{vv}.$$

Tensiunea semnalului video complex vîrf — vîrf va fi:

$$U_{VFvv} = \frac{90}{65} \cdot U_{VFn-a} = 1{,}28 \cdot 50 = 64\ V_{vv}$$

Se determină:

1. *Tensiunea de alimentare minimă*

$$E = E_{Re} + E_{cot} + E_{Rinv} + U_{VFvv}$$

unde, din practică, se cunosc următoarele valori:
$E_{Re} \simeq 3-5$ V tensiunea de emitor la $I_{c\,max}$;
$E_{cot} \simeq 15-25$ V tensiunea de "cot", la frecvenţe înalte şi temperatura maximă a joncţiunii ($T_{jc} = 150^0$C);
$E_{Rinv} \simeq 5$ V tensiunea pe sarcina, datorată curentului invers I_{inv} (la temperatura max a joncţiunii $I_{inv} \simeq 1$ mA) Considerînd: $E_{Re} = 4$ V; $E_{cot} = 20$ V rezultă:

$$E = 4 + 20 + 5 + 64 = 93 \text{ V}.$$

Tensiunea de alimentare se alege ceva mai mare pentru a ţine seama şi de dispersia valorilor rezistenţelor; se adoptă $E = 100$ V.

2. *Amplificarea de videofrecvenţă totală*

Pentru un semnal detectat cu amplitudine $U_{dmin} = 2\ V_{vv}$, rezultă:

$$A_{VFmin} = \frac{U_{VF}}{U_{dmin}} = \frac{64}{2} = 32.$$

Ştiind că amplificarea de tensiune a etajului de atac—repetor pe emitor—este de aprox. 0,9, rezultă că amplificarea reală a etajului final trebuie să fie:

$$A_{VR} = \frac{32}{0{,}9} = 35.$$

3. *Se alege* ca *tranzistor final* T 107, tranzistorul BF 178, avînd următorii parametri:
$V_{CER} = 145$ V pentru $R_{BE} = 1$ kΩ; $I_{cmax} = 50$ mA
$P_{cmax} = 1{,}7$ W la $T_{amb} = 25$°C; $R_{Tj-c} = 60$°C/W
$R_{Tj-a} = 240$°C/W; $T_{jmax} = 200$°C
$C_{be} = 800$ pF; $r'_{be} = 115\,\Omega$; $g_m = 0{,}5$ A/v · · · pentru

$$I_c = 15 \text{ mA}$$

4. *Rezistenţa de sarcină* R_{132} *a tranzistorului final* T_{104}

Întrucît disipaţia maximă pe tranzistorul final este atinsă în absenţa semnalului şi la tensiunea $V_{CE} = \frac{1}{2} E = 0{,}5 \cdot 100 = 50$ V, rezultă că rezistenţa de sarcină trebuie să fie:

$$R_{132} \geqslant \frac{E^2}{4 \cdot P_{dmax\ admis}} = \frac{100^2}{4 \cdot 1{,}7} = 1{,}6 \text{ kΩ}.$$

Fie:

$$C_p = C_{colector-masa} + C_{montaj} + C_{cinescop} = 4 + 7 + 6 = 17 \text{ pF}$$

capacitatea parazită totală din colectorul tranzistorului final (T_{104}).

Banda limitată de produsul $R_{132}\ C_p$ este de cca 2 MHz. Rezultă că rezistența de sarcină R_{132} trebuie să îndeplinească condiția:

$$R_{132} < \frac{1}{2\pi C_p \cdot B} = \frac{1}{2\pi \cdot 17 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^6} < 5\ \text{k}\Omega$$

Deci rezistența de sarcină video trebuie să fie cuprinsă între valorile:

$$1{,}6\ \text{k}\Omega < R_{132} < 5\ \text{k}\Omega$$

Se alege $R_{132} = 3{,}9\ \text{k}\Omega$.

5. *Curentul de colector maxim*

$$I_{cmax} \simeq E/R_{132} = \frac{100}{3{,}9 \cdot 10^{+3}} = 26\ \text{mA} < I_{cmax}\ \text{admis.}$$

6. *Rezistența de emitor echivalentă*:

$$R_e = \frac{R_{132}}{A'_{VF}} = \frac{3{,}9 \cdot 10^3}{35} = 110\ \Omega.$$

Această rezistență rezultă din punerea în derivație a rezistențelor R_{131} și R_{361}.

7. *Polarizarea tranzistorului final* T_{107}.

În lipsa semnalului și la contrast maxim, tranzistorul final este polarizat în regiunea cotului caracteristicii (nivelul de alb de vîrf), respectiv $U_{CE} = U_{cot} \cong 20$ V. În aceste condiții nivelul de negru al semnalului va corespunde unei tensiuni de aproximativ:

$$U_n = U_{cot} + U_{VF} = 20 + 50 = 70\ \text{V}.$$

Curentul de colector de vîrf, corespunzător nivelului de alb, va fi:

$$I_{cmax} = \frac{E - U_{cot}}{R_{132}} = \frac{100 - 20}{3{,}9 \cdot 10^3} = 20\ \text{mA}.$$

Curentul de colector corespunzător nivelului de negru:

$$I_{cn} = \frac{E - U_n}{R_{132}} = \frac{100 - 70}{3{,}9 \cdot 10^3} = 7\ \text{mA}.$$

Se poate accepta ca tranzistorul final să fie blocat la nivelul impulsurilor de sincronizare.

Pentru modulația totală, de la negru la alb, este nevoie de un nivel maximal (excursie) a tensiunii de bază de:

$$U_{Bn-a} = \frac{U_{VFvv}}{A_{VF}} = \frac{64}{35} = 1{,}9\ V_{vv}.$$

Datorită transmisiei componentei medii a semnalului, acesta este axat pe valoarea de vîrf (alb);

Pentru protecţia tranzistorului de atac T_{106}, în cazul reglajului de contrast spre maxim, se polarizează emitorul tranzistorului final T_{107} prin divizorul R_{131}, R_{361}, la o tensiune U_E de cca 2 V:

$$\frac{R_{131}}{R_{131}+R_{361}} = \frac{U_E}{E+U_e} = \frac{2}{10{,}5+2} = 0{,}17$$

$$R_{361} = R_{131}\frac{(1-0{,}17)}{0{,}17} = \frac{0{,}83}{0{,}17}R_{131} = 4{,}8\,R_{131}$$ şi avînd:

$R_e = R_{131}//R_{331} = 110\,\Omega$ rezultă:

$$R_{131} \approx 120\,\Omega;\ R_{361} \approx 560\,\Omega$$

8. *Potenţiometrul de contrast* R_{121}:

Admiţînd un reglaj de contrast de 14 dB (de 5 X), respectiv o amplificare minimă: $A_{VFmin} = 35:5 = 7$, rezultă:

$$R_{121} = \frac{R_{132}}{A_{VFmin}} - R_e = \frac{3{,}9\cdot 10^3}{7} - 110 = 450\,\Omega$$

Se adoptă $R_{121} = 500\,\Omega$, liniar.

9. *Capacitatea de emitor* C_{131}.

Şuntînd rezistenţa de emitor prin capacitatea C_{131} (reacţie negativă selectivă) se poate obţine o creştere a benzii de videofrecvenţă cu cca 30%. Valoarea capacitatea C_{131} se determină aproximativ cu relaţia empirică:

$$C_{131} = \frac{R_{132}\cdot C_p}{2\,R_e} = \frac{3{,}9\cdot 10^3\cdot 10\cdot 10^{-12}}{2\cdot 110} = 330\text{ pF}$$

C_{131} se ajustează experimental la valoarea de 750 pF.

Banda video, fără corecţie în colector, devine:

$$B = 1{,}3\cdot 2\cdot 10^6 = 2{,}6\text{ MHz}.$$

10. *Inductanţa de corecţie* L_{112} *din colector*, se calculează cu formula clasică:

$$L_c = L_{112} = mR_{132}^2\,C_p.$$

Pentru $m = 0{,}4$ se obţine o creştere de cca 70% a benzii video, cu o depăşire $< 5\%$; aşadar:

$$L_{112} = 0{,}4\cdot 3{,}9^2\cdot 10^6\cdot 17\cdot 10^{-12} = 100\,\mu\text{H}$$

Banda de frecvenţă a amplificatorului video final va deveni astfel:

$$B_{VF} = 1{,}7\cdot 2.6 = 4{,}4\text{ MHz}$$

11. *Divizorul* R_{120}, R_{123}

Presupunem că tranzistorul final T_{107} se blochează la nivelul impulsului sincro. Nivelul de negru al tensiunii din baza tranzistorului final va fi astfel:

$$U_{Bn} = U_E + I_{cn} \cdot R_{131} + U_{BE} = 2 + 7 \cdot 10^{-3} \cdot 120 + 0{,}7 = 3{,}5 \text{ V}.$$

Pentru păstrarea unui nivel de negru constant, această tensiune de bază trebuie să fie asigurată de divizorul R_{120}, R_{123} al punții de polarizare și în absența semnalului:

$$\frac{R_{123}}{R_{120} + R_{123}} E = U_{Bn}, \text{ respectiv } \frac{R_{123}}{R_{120} + R_{123}} = \frac{U_{Bn}}{E} = \frac{3{,}5}{10{,}5}$$

Pentru un reglaj de contrast de 1:5 rezultă:

$$R_{120} = \frac{R_{120} + R_{123}}{R_{123}} \cdot \frac{R_{121}}{(5-1)} = \frac{10{,}5}{3{,}5} \cdot \frac{500}{(5-1)} = 390\ \Omega$$

iar:

$$R_{123} = \frac{U_n}{E - U_n} \cdot R_{120} = \frac{3{,}5}{10{,}5 - 3{,}5} \cdot 390 = 220\ \Omega.$$

12. *Rezistența de emitor* R_{124} se calculează din expresia tensiunii de emitor a tranzistorului de atac la nivelul sincroimpulsului.

Nivelul vîrfului impulsului sincro, în baza tranzistorului final este:

$$U_s = U_n - \frac{U_{VF}}{A} \cdot \frac{90 - 65}{65} = 3{,}5 - \frac{50}{35} \cdot \frac{25}{65} = 2{,}9 \text{ V}.$$

Presupunînd că tranzistorul de atac T_{106} are un curent de emitor minim, $I_{emin} \simeq 1$ mA, la vîrful sincroimpulsului rezultă o tensiune de emitor:

$$U_e = R_{124} \cdot I_{emin} + \frac{R_{124}}{R_{121} + R_{124}} \cdot U_n = U_s$$

$$R_{124}\left(\frac{I_e}{U_n} + \frac{1}{R_{121} + R_{124}}\right) = \frac{U_s}{U_n}$$

$$R_{124}^2 \cdot I_e + (R_{121} I_e + U_n - U_s) R_{124} - R_{121} U_s = 0$$

$$10^{-3} \cdot R_{124}^2 \cdot 1 + (5 \cdot 10^2 \cdot 10^{-3} + 3{,}5 - 2{,}9) R_{124} - 5 \cdot 10^3 \cdot 2{,}9 = 0$$

$$10^{-3} \cdot R_{124}^2 + 1{,}1 \cdot R_{124} - 1450 = 0.$$

Rezolvînd, obținem: $R_{124} = 750\,\Omega$; se adoptă $R_{124} = 680\,\Omega$

13. *Divizorul* R_{117}, R_{118} *din baza tranzistorului* T_{103} se calculează astfel ca tranzistorul final T_{107} să poată fi polarizat la cotul caracteristicii pentru contrast maxim.

Tensiunea la baza tranzistorului T_{107}, corespunzătoare cotului caracteristicii (nivelul de alb maxim) este;

$$U_{BaT_{107}} = U_{Bn} + \frac{U_{VF}}{A} = 3{,}5 + \frac{50}{35} = 4{,}9 \text{ V}.$$

Tensiunea la baza tranzistorului T 106 — la contrast maxim — pentru nivelul de alb va fi:

$$U_{Ba\ T106} = U_{Ba\ T107} + U_{BE} = 4{,}9 + 0{,}7 = 5{,}5 \text{ V}$$

$$U_{BaT106} = \frac{R_{118}}{R_{117} + R_{118}} E = 5{,}5 \text{ V}$$

Alegînd $R_{117} = 1$ kΩ, rezultă:

$$R_{118} = \frac{U_{Ba}}{E - U_{Ba}} \cdot R_{117} = \frac{5{,}5}{10{,}5 - 5{,}5} 10^3 = 1 \text{ kΩ}.$$

Pentru compensarea dispersiei rezistențelor tensiunilor de alimentare și parametrilor tranzistoarelor, se alege $R_{118} = 2{,}5$ kΩ reglabil.

N. Ed. Tehnice. Pentru calculul amplificatoarelor de videofrecvență, cititorii pot consulta lucrarea „Amplificatoare și detectoare de videofrecvență" de Dănilă Th. și Damachi E., Editura tehnică, 1969.

I.B.2. Calculul amplificatorului de audiofrecvență

Se consideră **date:** $E = 9$ V; $P_{ieș} = 1$ W; $\delta \leqslant 10\%$; $f_m = 100$ Hz; $f_M = 20$ kHz.
Se alege un montaj cu etaj final clasă B cu tranzistoare complementare (v. fig. A. 1.3)

Se calculează:

1. *Rezistența de sarcină* (difuzorul) maximă, pentru distorsiuni $\delta < 10\%$.

$$R_s < \frac{(E - U_{CEsat})^2}{8\ P_{ieș}} \simeq \frac{E^2}{8\ P_{ieș}} = \frac{9^2}{8 \cdot 1} = 10\ \Omega,$$

știind că $U_{CEsat} \ll E$. Se alege un difuzor cu $R_s = 8\ \Omega$.

2. *Curentul maxim de colector al tranzistoarelor finale:*

$$I_{Cmax} = \frac{E - 2U_{CEsat}}{2\ R_s} \simeq \frac{E}{2\ R_s} = \frac{9}{2 \cdot 8} = 0{,}56 \text{ A}.$$

3. *Tensiunea minimă colector-emitor a tranzistoarelor din etajul final:*

$$U_{CEOmin} \geqslant \frac{1{,}15\ E}{2} = \frac{1{,}15 \cdot 9}{2} \simeq 5 \text{ V}.$$

4. *Puterea maximă disipată de un tranzistor:*

$$P_d \simeq \frac{\left(\frac{E}{2}\right)^2}{10\ R_s} \simeq \frac{E^2}{40\ R_s} = \frac{9^2}{40 \cdot 8} = 0{,}25 \text{ W}.$$

5. *Puterea maximă disipată de ambele tranzistoare* $P_{dtot} = 2P_d = 0{,}5$ W.
6. *Frecvența limită a tranzistoarelor finale*

$$f_{Tmin} \geqslant B_{min} f_M,$$

unde B_{min} = factorul de amplificare de curent pentru $f = 1$ kHz; $B_{min} = 50$, rezultă că tranzistoarele finale trebuie să aibă o frecvență de tranziție $f_T > 50 \cdot 20$ kHz $= 100$ kHz $\ll 1$ MHz $=$ $= f_{Tadmis}$.

7. *Se aleg tranzistoarele pentru etajul final,* astfel încît ele să satisfacă cerințele rezultate la punctele 2,3,4 și 6. Se adoptă tranzistoarele cu germaniu AC 180 K (*pnp*) și AC 181 K (*npn*), care au următoarele valori limită:

$$I_c > 1 \text{ A} \qquad U_{CEO} \equiv 16 \text{ V}; \qquad T_{jmax} = 100°\text{C}$$

$$R_{Tjc} = 30°\text{C/w}; \quad R_{Tja} = 170°\text{C/w} \text{ și } f_T \geqslant 1 \text{ MHz}$$

Se observă că tranzistoarele alese satisfac condițiile cerute la punctele 2, 3, 4 și 6.
Se poate arăta că puterea disipată maximă nu este atinsă pentru valoarea maximă a puterii de ieșire: $P_{ieșmax} = \dfrac{E^2}{8\,R_s}$ ci pentru o valoare mult mai mică și anume $P_{ieș} = \dfrac{E^2}{2R_s}$, respectiv pentru: $P'_{ieș} = 0{,}4\,P_{ieșmax}$.

8. *Radiatorul termic.* Considerînd temperatura ambiantă maximă $T_{amb} = 50°$C și că puterea disipată ar putea depăși valoarea calculată cu pînă la 25%, se poate calcula rezistența termică a radiatorului, pentru un tranzistor:

$$R_{Tr} = \frac{T_{jmax} - T_a}{1{,}25\,P_d} - R_{Tjc} = \frac{100 - 50}{1{,}25 \cdot 0{,}25} - 30 = 130°\text{C}$$

Cu ajutorul graficelor se găsește că e necesar un radiator din tablă de aluminiu gros de 1 mm, avînd suprafața totală de cca 12 cm^2.

9. *Condensatorul de cuplaj cu sarcina.* Pentru a asigura redarea frecvențelor joase trebuie ca:

$$C_{220} > \frac{1}{2\pi f_m R_s} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 8} = 200\,\mu\text{F}$$

Se alege $C_{220} = 680\,\mu$F/10 V

10. *Rezistența de colector a tranzistorului de atac* (T_{204})
(din catalog rezultă $B_{min} > 50$):
$R_{229} \leqslant B_{min} R_s = 50 \cdot 8 = 400\,\Omega$; se adoptă valoarea standardizată $R_{229} = 390\,\Omega$.

11. *Curentul de colector al tranzistorului de atac* (T_{204}).
Întrucît tensiunea pe rezistența R_{229} este $\dfrac{E}{2}$ rezultă:

$$I_C = \frac{E}{2 \cdot R_{229}} = \frac{9}{2 \cdot 390} = 11 \text{ mA}.$$

11. *Disipația tranzistorului de atac* (T_{204}) va fi

$$P_d = V_{CE}\,I_C = \frac{E\,I_C}{2} = \frac{9 \cdot 11}{2} = 50 \text{ mW}$$

13. *Se alege* pentru *tranzistorul de atac* (T_{204}) tipul BC 108 B, avînd următoarele caracteristici:

$$V_{CE0} = 25\ \text{V};\ I_{cmax} = 0{,}1\ \text{A};\ P_{dmax} = 0{,}3\ \text{W};\ \beta \geqslant 200$$

14. *Curentul de repaus al tranzistoarelor finale.*

Din caracteristici rezultă că pentru tranzistoarele AC 180 K—Al 181 K este necesar un curent de colector de repaus de aproximativ 5 mA. Tensiunea directă pe dioda D_{203} tip DC 1 pentru stabilizarea termică este (aprox.) $U_d \simeq 0{,}7$ V și variază foarte puțin cu temperatura. Pentru a asigura curentul de repaus al tranzistoarelor finale rezultă din caracteristici, că e necesară o tensiune $U_{BE} = 0{,}1$; deci o tensiune între baza $U_{BB'} = 0{,}2$ V. Această tensiune este redusă din U_d cu ajutorul divizorului $R_{227}-R_{228}$ în paralel cu termistorul $R_{228} = 130\,\Omega$. Considerînd $R_{226} \simeq R_{228}$ (fie $R_{226} = 150\,\Omega$) rezultă: $R' = R_{226} \| R_{228} = 70\,\Omega$ și deci

$$R_{227} = \frac{U_d - U_{BB'}}{U_{BB'}} R' = \frac{0{,}7 - 0{,}2}{0{,}2} \cdot 70 = 150\ \Omega.$$

Rezistența termistorului variază cu temperatura așa încît în funcționare $R_{228} < 130\ \Omega$. Valoarea exactă a rezistenței R_{227} se determină practic prin încercări ($R_{227} = 120\,\Omega$).

15. *Rezistența R_{225} de emitor, a tranzistorului de atac* se determină empiric, pentru distorsiuni minime (fie $R_{225} = 10\,\Omega$); ea introduce o ușoară reacție negativă. Rezultă pentru tensiunea de emitor a tranzistorului T 204:

$$U_E = R_{225} \cdot I_E \simeq R_{225} \cdot I_c = 10 \cdot 11 \cdot 10^{-3} = 0{,}11\ \text{V}.$$

16. *Rezistența de bază R_{223}.*

Curentul de bază al tranzistorului de atac T_{204} este:

$$I_{Bmax} = \frac{I_c}{B_{min}} = \frac{11}{200} \simeq 50\ \mu\text{A}.$$

Din caracteristicile tranzistorului se determină tensiunea bază emitor corespunzătoare: $U_{BE} = 0{,}75$V, Tensiunea la baza tranzistorului va fi:

$$U_B = U_{BE} + U_E = 0{,}75 + 0{,}11 = 0{,}86\ \text{V}$$

Pentru evitarea distorsiunilor provocate de variația curentului alternativ de bază se alege $I_R \gg I_B$ și ca urmare se adoptă

$$R_{223} = \frac{U_B}{(5-10)I_B} = \frac{0{,}86}{5 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 3{,}9\ \text{k}\Omega.$$

17. *Rezistența R_{224} din lanțul de reacție*, care asigură polarizarea tranzistorului T 204 din tensiunea de emitor $\left(\frac{E}{2} \simeq 5{,}1\ \text{V în lipsa consumului}\right)$ a tranzistoarelor finale se determină din relația:

$$R_{224} = \frac{\frac{E}{2} - U_B}{I_R} = \frac{5{,}1 - 0{,}86}{5 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = \frac{4{,}24}{0{,}25 \cdot 10^{-3}} = 17\ \text{k}\Omega;$$

se adoptă valoarea standardizată de 18 Ω.

Rezistențele R_{223} și R_{224} trebuie să asigure totodată un anumit grad de reacție negativă. Cum se va vedea, valorile găsite permit obținerea unui grad de reacție de cca 10 dB — la frecvențele joase din banda de audiofrecvență.

18. *Impedanța de intrare și cîștigul etajului final clasă B*; știind $h_{11} = 100\,\Omega$ și $\beta > 50$; pentru $I_c = 0{,}5$ A, rezultă pentru impedanța de intrare:

$$Z_{in} = h_{11e} + (\beta + 1)R_s \geqslant 100 + (50 + 1)8 = 508\,\Omega.$$

Amplificarea de tensiune a etajului final va fi:

$$A_v \simeq \frac{(\beta + 1)\,R_s}{Z_{in}} = \frac{(50 + 1)8}{508} = \frac{408}{508} = 0{,}8$$

19. *Cîștigul etajului de atac* (tranzistorul T 204).

$$A'_v = \frac{\beta \cdot Ze}{h_{11e} + (\beta + 1)\,R_{225}}$$

unde: $\beta = 200$; $h_{11e} = 2\,\text{k}\Omega$ pentru

$$I_c = 10\,\text{mA}$$

$$Z_e = \frac{R_{229}\,Z_{in}}{R_{229} + Z_{in}} = \frac{390 \cdot 508}{390 + 508} = 220\,\Omega$$

Rezistența de intrare a tranzistorului T_{204} este:

$$R_{in} = h_{11e} + (\beta + 1)\,R_{225}$$

deci: $A'_v = \dfrac{200 \cdot 220}{2000 + (200 + 1)10} = 11$ și $R_{in} = 4\text{k}\Omega$

20. *Amplificarea de tensiune*, de la intrarea etajului de atac la ieșirea amplificatorului final, în absența reacției:

$$A_v = 0{,}8 \cdot 11 = 9$$

Amplificarea cu reacție este dată de relația:

$$A_r = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{1}{\beta + \dfrac{1}{A}}$$ în care β = factorul de reacție, a cărui valoare aproximativă

la frecvențe joase este:

$$\beta_j = \frac{\dfrac{R_{223} \cdot R_{in}}{R_{223} + R_{in}}}{\dfrac{R_{223} \cdot R_{in}}{R_{223} + R_{in}} + R_{224}} = \frac{\dfrac{3{,}9 \cdot 4}{3{,}9 + 4}}{\dfrac{3{,}9 \cdot 4}{3{,}9 + 4} + 18} \simeq 0{,}1$$

deci:

$$A_r = \frac{1}{0{,}1 + \dfrac{1}{9}} = \frac{1}{0{,}2} = 5.$$

Rezultă că gradul de reacție negativă este:

$$\frac{Ar}{A} = \frac{5}{9} = 0{,}55, \text{ respectiv cca } (-6)\text{ dB}.$$

21. *Amplificarea globală de tensiune necesară.* Știind că tensiunea de intrare minimă, obținută la detectorul de raport este $U_{in} = 20$ mV, se obține:

$$A_{gl} = \frac{U_{ieș}}{U_{in}} = \frac{3}{20 \cdot 10^{-3}} = 150.$$

Pentru realizarea acestei amplificări mai este necesar un amplificator de tensiune, de nivel mic, care să asigure o amplificare:

$$A_u = \frac{A_{gl}}{A_r} = \frac{150}{5} = 30$$

Calculul acestui amplificator de nivel mic se face în mod simplu de aceea nu se va mai da aici. Cititorul poate consulta lucrarea „Amplificatoare de audiofrecvență" de Bărbat Boldur ș.a., Editura tehnică 1972.

I.B.3. Calculul etajului final linii

Se consideră date: $L_y = 270\,\mu$H — inductanța bobinei de deflexie linii și $R_y = 0{,}2\,\Omega$, rezistența bobinei.

Constanta de timp a bobinei de deflexie linii trebuie să satisfacă condiția:

$$\tau = \frac{L_y}{R_y} \gg T_1 = \text{perioada unei linii.}$$

Energia magnetică necesară deflexiei cinescopului 110 —31 cm, este dată de relația:

$$W_m = 28 \cdot U_H \cdot D_a \left(\frac{2\alpha}{100}\right)^3 \cdot 10^{-3} = 0{,}82\,\text{mWS},$$

unde: D_a este diametrul interior al feritei bobinei de deflexie (28 mm);

α — semiunghiul de deflexie ($2\alpha = 99°$);
U_H — tensiunea de accelerare (11 kV).

Se calculează

1. *Puterea magnetică în bobina de deflexie*:

$$P_{mag} = f_H \cdot W_m = 15\,625 \cdot 0{,}82 \cdot 10^{-3} = 13 \text{ W}.$$

2. *Puterea de deflexie necesară*:

$$P_{defl} = V_y \cdot I_y = \frac{4\pi}{p} \cdot P_{mag} \simeq 60\, P_{mag} = 60 \cdot 13 = 480 \text{ VA}.$$

3. *Puterea de comutație suportată de tranzistorul* T_{306}.

Pentru acoperirea pierderilor active se impune majorarea puterii de deflexie ($V_y I_y$), pentru dispozitivele semiconductoare, cu cca 30%. Din același motiv, valoarea de vîrf a curentului de colector (I_c) prin tranzistor (T 306) va fi mai mare ca în dioda D 306 de recuperare (I_d):

$$I_c = \frac{I_d}{0{,}8}.$$

Curentul de deflexie vîrf—vîrf:

$$I_y = I_c + I_d = 1{,}8\, I_c.$$

Curentul de vîrf în tranzistor:

$$I_c = \frac{I_y}{1{,}8}.$$

Puterea de comutație suportată de tranzistorul T 306:

$$(V_c\, I_c) = \frac{1{,}3}{1{,}8}\, V_y\, I_y = 0{,}7\, V_y\, I_y \simeq 550 \text{ VA și}$$

4. *Puterea de comutație suportată de dioda paralel* D_{306}:

$$(V_d \cdot I_d) = \frac{1{,}3}{2{,}25}\, V_y\, I_y = 0{,}6\, V_y\, I_y \simeq 470 \text{ VA}.$$

5. *Tensiunea maximă pe tranzistor și diodă*, în timpul blocării:
Pentru: $t_r = 12\,\mu$s și $U_b = 11$ V rezultă:

$$V_{c\,max} \simeq 8\, V_b = 8 \cdot 25 \simeq 200 \text{ V} = V_{d\,max}$$

6. *Curenții maximi prin tranzistorul* T_{303} *și dioda* D_{306}:

$$I_{c\,max} = \frac{V_c I_c}{V_{c\,max}} = \frac{550}{200} = 2{,}75 \text{ A}$$

$$I_{d\,max} = \frac{V_d I_d}{V_{d\,max}} = \frac{470}{200} \simeq 2{,}35 \text{ A}$$

7. *Curentul de deflexie* va fi

$$I_{yvv} = 2{,}75 + 2{,}35 = 5{,}1 \text{ A}.$$

8. *Alegerea elementelor de comutație* (tranzistor și diodă).

Pentru realizarea puterii de deflexie cerute, cu valorile produselor (V_c, I_c) și (V_d, I_d), obținute mai sus, s-au ales tranzistorul de comutație AU113 și dioda de recuperare BYX 71, având următoarele caracteristici principale:

Tranzistor AU 113		Dioda BYX 71	
V_{CBO}	250 V	U_{inv}	300 V max.
V_{BEO}	4 V	$I_{d\,max}$	7 A
$I_{c\,max}$	7 A	U_d	1,2 A
$I_{B\,max}$	2 A	I_{inv}	100 μA
$P_{d\,max}$ 50°C	30 W	R_{Tjc}	6,5°C/w
$T_{j\,max}$	90°C	R_{Tja}	50°C/w
		$T_{j\,max}$	150°C
$t_{comutare}$	1 μs	t_c	1 μs
t_d	1—3 μs	t_d	1 μs
$V_{CE\,sat\,max}$	0,7 V—1 V		
B_{5A}	20		
R_{Tjc}	1,5°C/W		

9. *Puteri disipate*

— Puterea disipată, la blocare a tranzistorului:

$$P_{bt} = \frac{V_{max} \cdot I_c t_d^2}{6t_1} f = \frac{200 \cdot 2{,}75 \cdot 2^2 \cdot 10^{-12}}{6 \cdot 6 \cdot 10^{-6}} \cdot 15\,625 \simeq 1 \text{ W}$$

S-a considerat $t_d = 2\,\mu$s iar $t_1 \simeq \frac{t_r}{2} = 6\,\mu$s.

— Puterea disipată de tranzistor în conducție:

$$P_{ct} = \frac{V_{sat} I_c t_c}{3T} = \frac{1 \cdot 2{,}75 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 64 \cdot 10^{-6}} = 0{,}53 \text{ W}.$$

S-a considerat $t_c = 40\,\mu$s timpul de conducție al tranzistorului.

— Pierderile în dioda de recuperare, în conducție:

$$P_{dc} \simeq \frac{1}{9} I_d U_d = \frac{1}{9} \cdot 2{,}35 \cdot 1{,}2 \simeq 0{,}31 \text{ W}.$$

Pierderile de blocare ale diodei de recuperare paralel sînt aproximativ egale cu cele ale tranzistorului:

$$P_{bd} \cong 1 \text{ W}.$$

— Pierderile globale maxime în tranzistor:

$$P_{gl} = 1 + 0{,}55 \simeq 1{,}6 \text{ W}.$$

— Pierderile globale maxime în dioda de recuperare:

$$P_{gld} = 0{,}3 + 1 = 1{,}3 \text{ W}$$

10. *Condensatorul de întoarcere* C_{321}

$$C_r = \left(\frac{t_r}{3{,}8}\right)^2 \cdot \frac{1}{L_y} = \left(\frac{12}{3{,}8}\right)^2 \cdot \frac{10^{-6}}{270} = 33 \text{ nF}.$$

Practic, C_{321} se alege între valorile 22—33 nF/600 V. Pierderi în condensatorul de întoarcere: $P_{cr} < 0{,}25$ W

11. *Condensatorul de tangență* C_{322} (corecție S):

$$C_S = \frac{W_m}{(E \cdot \operatorname{tg} \theta)^2} \approx 2{,}2 \ \mu\text{F}/250 \text{ V},$$

unde $W_m = 0{,}8$ mJ; $E = 25$ V = tensiunea de alimentare (recuperată) și $\theta = 0{,}5 \cdot 99° = 49{,}5°$

12. *Bobina de liniaritate*

Pentru distorsiuni maxim admise:

$d_{max} = \pm 6\%$, rezultă o rezistență serie totală de pierderi admisă:

$$R_{max} = \frac{Ed}{I_y} = \frac{25 \cdot 6}{4} 10^{-2} - 0{,}5 \text{ ohmi}$$

Bobina de corecție cu miez saturat va avea inductanța:

$$L_{max} = 0{,}2 \cdot L_y = 0{,}2 \cdot 270 \simeq 50 \ \mu\text{H} \text{ și}$$

$$L_{min} = 10 \ \mu\text{H}$$

Se calculează transformatorul de linii Tr 304 pentru obținerea tensiunilor auxiliare.

13. *Inductanța primarului*:

$$L_p = (4 - 10) L_y; \text{ se adoptă } L_p = 1 \text{ mH}$$

14. *Se alege un miez ferită* $U + I$ avînd următoarele caracteristici:

$$B_{min} < 3\,000 \text{ Gauss și } B_v = B + \frac{\Delta B}{2} < 2\,600 \text{ Gs};$$

$S = 0{,}9\ cm^2$ = aria secțiunii transversale; $l_m = 13$ cm = lungimea circuitului magnetic
$V = s \cdot l = 12\ cm^3$; $\mu_\Delta = 600 \div 750$ permeabilitatea incrementală

15. *Numărul de spire în primar*:

$$N_p = \frac{E \cdot T_a}{SB} = \frac{25 \cdot 52 \cdot 10^{-6}}{0{,}9 \cdot 2600 \cdot 10^{-4}} = 50 \text{ spire}$$

16. *Raportul de transformare*

$$n = \frac{U_{FIT}}{1{,}5\ V_{CE\ max}} = \frac{11 \cdot 10^3}{1{,}5 \cdot 200} \cong 40$$

17. *Numărul de spire în secundar FIT*:

$$N_s = nN_p = 40 \times 50 = 2\,000 \text{ spire.}$$

18. *Inductanța de scăpări* între primar și secundarul de FIT:

$$L_s = kL_1 = 0{,}75 \cdot 270 \cdot 10^{-6} = 225\ \mu H.$$

19. *Capacitatea echivalentă maximă a secundarului*

$$C_s = \frac{pC_1}{n^2} = \frac{0{,}36 \cdot 55 \cdot 10^{-9}}{40^2} = 12 \text{ pF}$$

20. *Numărul de spire al înfășurărilor pentru tensiunile auxiliare*:

a. *Tensiunea pentru comparator*: $2 \times 250\ V_{vv}$

$$n_c = \frac{250}{200} = 1{,}25;$$

b. *Tensiunea pentru focalizare cinescop*: 400 V—0,1 mA

$$n = \frac{400}{200} = 2;$$

c. *Tensiunea pentru tranzistorul* T_{107} final AVF : 100 V—15 mA (redresarea tensiunii din cursa directă):

$$n_{VF} = F\frac{U_{VF}}{U_{CE}} = 8 \cdot \frac{100}{200} = 4$$

$$U_{inv} = n \cdot U_p = 4.200 = 800 \text{ V}$$

21. *Radiatorul* termic pentru tranzistorul T_{306} și dioda D_{306}. Pentru o putere disipată globală în tranzistor și dioda de recuperare:

$P_{g1} \simeq 3$ W, rezistența termică joncțiune-ambiant va fi:

$$T_{rja} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{90 - 50}{3} \simeq 13 \text{ C/W, unde}$$

$\Delta T = T_{j\,max} - T_a = 90 - 50 = 40°C$ este creșterea de temperatură.

Deci rezistența termică a radiatorului:

$$R_{tr} = R_{Tj-a} - R_{Tjc} = 13 - 1{,}5 = 11{,}5°C/W$$

Aria efectivă a radiatorului, confecționat din tablă Al gros 2 mm:

$$S \cong 1500 \cdot (R_{tr})^{-\frac{4}{3}} = \frac{1500}{\sqrt[3]{10^4}} \cong 70 \text{ cm}^2; \text{ Se adoptă } S \simeq 100 \text{ cm}^2.$$

22. *Curentul de atac pentru tranzist.* T_{306}:

$$I_B > 1{,}5 \frac{I_c}{B} = 1{,}5 \frac{2{,}75}{10} = 0{,}4 \text{ A}.$$

Rezistența de bază R_B se ajustează experimental:

$(R_B \simeq 0{,}5\,\Omega)$; se consideră R_{sec} neglijabil $(0{,}1 \cdot R_B)$

23. Din caracteristicile tranzistorului, pentru $I_B = 0{,}4$ A rezultă:

$$U_{BE\,sat} \leqslant 1 \text{ V}.$$

24. Tensiunea corespunzătoare pe secundar driver (în conducție)

$$U_{sec} = U_{BE\,sat} + R_B I_B = 1 + 0{,}5 \cdot 0{,}4 = 1{,}2 \text{ V}$$

25. *Tensiunea de blocare*:

$$U_{BE\,bloc} = \frac{t_{sat}}{t_{bloc}} \cdot U_{BE\,sat} \cdot \frac{40}{24} \cdot 1 = 1{,}7 \text{ V}.$$

26. *Tensiunea totală pe secundar driver*:

$$U_{sec} = 1{,}3 + 1{,}7 = 3\text{V}.$$

Calculul etajului de atac

$E = 11$ V – tensiunea de alimentare
$t_{bloc} = 24\,\mu$s durata blocării tranzistorului final linii
$t_{eond} = 40\,\mu$s, durata conducției tranzistorului final linii
$U_{sec\ cond} = 1{,}3$ V, tensiunea secundarului transformatorului de atac (în conducție)
$I_{B\ max} = 0{,}4$ A, curentul de bază maxim.

27. *Se calculează rezistența circuitului de bază* (în conducție):

$$R_{B_c} = \frac{U_{sec}}{I_{B\,max}} = \frac{1{,}3}{0{,}4} = 3{,}25\ \Omega;$$

$\delta = 0{,}5$ "căderea,, curentului de bază
28. Se alege pentru etajul de atac tranzistorul AC 180 KV
Transformatorul de atac Tr_{303}
29. Raportul de transformare:

$$n = \frac{E}{R_B \cdot I_B} \cdot \frac{t_b}{t_c} = \frac{11}{3{,}25 \cdot 0{,}4} \cdot \frac{24}{40} \approx 4{,}5$$

30. Inductanța primară:

$$L_{p\ min} = \frac{R_B \cdot n^2}{\delta}\ t_c = \frac{3{,}2.4{,}5^2}{0{,}5} \cdot 40 \cdot 10^{-6} = 5\text{mH}$$

31. Curentul mediu în tranzistorul de atac T_{305}:

$$I_{med} = \frac{E}{R_b \cdot n^2} \cdot \frac{t_b}{t_c}\left(1 - \frac{\delta}{2}\right) = \frac{11}{3{,}2 \cdot 4{,}5^2} \cdot \frac{24}{40} \cdot \frac{24}{64} \times \left(1 - \frac{0{,}5}{2}\right) \approx 30\ \text{mA}.$$

32. Puterea absorbită de etajul de atac:

$$P_a = E \cdot I_{med} = 11 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 0{,}3\ \text{W}.$$

I.B.4. Calculul baleiajului de cadre

Se prezintă mai jos calculul etajului final al baleiajului de cadre.
Se consideră **date:** rezistența $R_v = 16$ ohmi, și $L_v = 30$ mH inductanța bobinei de deflexie cadre.
$P_u = 0{,}5$ W puterea utilă de deflexie; $T = 20$ ms; perioada de cadre $t_r \leqslant 1$ ms durata întoarcerii pe verticală; durata cursei active $t_a = T - t_r = 19$ ms.

Se calculează:

1. *Curentul de deflexie de vîrf*:

$$I_v = \sqrt{\frac{3\,P_u}{R_v}} = \sqrt{\frac{3 \cdot 0{,}5}{16}} = 0{,}3\ \text{A}$$

2. *Tensiunea minimă de alimentare E*, pentru a realiza $t_r \leqslant 1$ ms;

$$E = E_a + \frac{2 L_v I_v}{t_r} \text{ în care:}$$

$E_a = V_a + R_v \cdot I_v + \frac{2 L_v I_v}{t_a} + \frac{I_v t_a}{6C}$ este tensiunea pe cursa activă (t_a), iar:

$V_0 = V_{CE\,sat} + V_{BE\,sat} + V_{emitor\ driver+final}$, este tensiunea reziduală. Cu valorile din catalog se obține:

$$V_0 = 0{,}6 + 0{,}4 + 0{,}5 + 0{,}3 \cong 2 \text{ V} \cdots \text{ şi:}$$

$$E_a = 2 + 16 \cdot 0{,}3 + 2 \frac{30 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}3}{20 \cdot 10^{-3}} + \frac{0{,}3 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{6 \cdot 10^{-3}} \cong 8 \text{ V}$$

deci:

$$E = 8 + 2 \frac{30 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}3}{10^{-3}} = 8 + 18 = 26 \text{ V}$$

3. *Puterea medie disipată în tranzistorul npn — T* 310:

$$P_{npn} = \frac{I_v(E - V_0)}{4} - \frac{15}{12} P_u = \frac{0{,}3(26 - 2)}{4} - \frac{15}{12} \cdot 0{,}5 = 1{,}1 \text{ W}$$

4. *Puterea medie disipată în tranzistorul pnp — T*311:

$$P_{pnp} = \frac{I_v \cdot V_0 + P_u}{4} = \frac{0{,}3 \cdot 2 + 0{,}5}{4} = 0{,}28 \text{ W}$$

5. *Randamentul etajului final*:

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + P_d} = \frac{0{,}5}{0{,}5 + 1{,}3} = 0{,}25 \text{ W}$$

6. *Puterea disipată, de vîrf, în tranzistoare*:

$$P_{npn\ vîrf} = (E - V_0) I_v - 6 P_u = (26 - 2) \cdot 0{,}3 - 6 \cdot 0{,}5 = 4{,}2 \text{ W}$$

$$P_{pnp\ vîrf} = \frac{3 I_v \cdot V_0}{4} + \frac{V_0^2}{2 R_v} + \frac{3 P_u}{4} = \frac{3 \cdot 0{,}3 \cdot 2}{4} + \frac{2^2}{2 \cdot 16} + \frac{3 \cdot 0{,}5}{4} = 1 \text{ W}$$

7. *Se aleg tranzistoarele complementare*, de tip: BD 135—BD 136, avînd următoarele date de catalog:

$$V_{CE0} = 45\ \text{V};\ I_{c\,max} = 1{,}5\ \text{A};\ P_d = 6{,}5\ \text{W};\ T_{j\,max} = 125°\text{C}$$

$$R_{T_{j-a}} = 100°\text{C/W};\ R_{T_{j-c}} = 10°\text{C/W};\ \beta_{min} = 40.$$

8. *Răcirea tranzistoarelor de putere*

Puterea în impuls dreptunghiular echivalent P_{dr} pentru tranzistorul T_{310}.

Curentul de colector triunghiular al tranzistorului *npn*—T 310 este aproximativ echivalent cu un curent dreptunghiular avînd durata $t = \frac{T}{4} = 5$ ms şi factorul de umplere $\delta = 0{,}25$. Fie $T_{amb} = 50°\text{C}$, temperatura ambiantă maximă.

$$P_{dr\,npn} = P_{npn\,virf} \cdot \frac{T}{4T} = 4 \times 0{,}25 = 1\ \text{W}$$

Creşterea de temperatură a capsulei va fi:

$$\Delta T_{jc} = P'_{dr} \cdot R_{tTjc} = 1 \cdot 10 = 10°\text{C}$$

Rezistenţa termică joncţiune—ambiant a tranzistorului:

$$R_{T_{j-a}} = \frac{T_{ja}}{P_{max}} = \frac{T_{j\,max} - T_{a\,max}}{P_{max}} = \frac{125 - 50}{1} = 75°\text{C/W}$$

Rezistenţa termică maximă a radiatorului:

$$R_{Tr} = R_{T_{j-a}} - R_{T_{jc}} = 75 - 10 = 65°\text{C}.$$

Din grafice se determină suprafaţa necesară a radiatorului termic $S = 30$ cm², din tabla Al gros 1 mm.

— Pentru tranzistorul *pnp*—T 311 — curentul triunghiular este echivalent cu un impuls dreptunghiular avînd durata $t = \frac{T}{2}$ şi factorul de umplere $\delta = 0{,}5$.

$$P'_{pnp} = P_{pnp\,virf} \frac{T}{2T} = 0{,}5\, P_{pnp\,virf} = 0{,}5 \cdot 1 = 0{,}5\ \text{W}$$

Creşterea temperaturii capsulei:

$$\Delta T_{jc} = P' R_{T_{j-c}} = 0{,}5 \cdot 10 = 5°\text{C}$$

Rezistenţa termică joncţiune ambiant:

$$R_{T\,j-a} = \frac{T_{ja}}{P_{max}} = \frac{T_{j\,max} - T_a}{P_{max}} = \frac{125 - 50}{0{,}5} = 150°\text{C/W}$$

$R_{T\,j-a} = 150°\text{C/W} \geqslant 100°\text{C}$, deci tranzistorul *pnp* nu are nevoie de radiator.

9. *Rezistența de polarizare a tranzistorului npn*:

$$R_{350-354} = V_{R350-354}/I_{R350-354}$$

— *Curentul de bază maxim*:

$$I_{B_{max}} = \frac{I_{c\ max}}{B} = \frac{0{,}3}{40} = 7{,}5 \text{ mA}$$

Fie $I_{c\ min} = 2$ mA, curentul minim pentru tranzistorul prefinal.
— *Curentul prin rezistența de polarizare* ($R_{350-354}$):

$$I_{R_{350-354}} = I_{B\ max} + I_{c\ min} = 7{,}5 + 2 = 9{,}5 \text{ mA}$$

$V_{R_{350-354}} = E - V_{A\ med} - V_E - V_{BE\ max}$ este tensiunea pe rezistența de polarizare;
$E = 25$ V tensiunea de alimentare;
$V_{R_{352}} = V_E = 0{,}7$ V tensiunea în emitorul tranzistorului prefinal
$V_{BE} = 0{,}8$ V tensiunea de bază maximă a tranzistorului final, iar

$$V_{A\ med} = V_0 + V_{baleiaj} + R_{356}\ I_{T_{311}} + V_{BE\ T_{311}} + V_{CE\ T_{309}} + V_{R_{352}}$$

unde: $V_{baleiaj} = V_{R_v} + V_{C_{340}} + V_{L_v} = 4{,}8 + 1 + 0{,}9 = 6{,}7$ V

$$V_{R_v} = R_v\ I_v = 16.0{,}3 = 4{,}8 \text{ V}$$

$$V_{C_{340}} = \frac{I_v \cdot T}{6\ C_{340}} = \frac{0{,}3 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{6 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ V}$$

S-a considerat $C_{340} = 1$ mF $\gg \frac{1}{\omega\ R_v}$ la frecvența cadrelor

$$V_{L_v} = \frac{2L\ I_v}{T} = \frac{2 \cdot 30 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}3}{20 \cdot 10^{-3}} = 0{,}9 \text{ V}.$$

Se adoptă $V_0 = 2{,}5$ V

$$V_{A\ med} = 2{,}5 + 6{,}7 + 1 \cdot 0{,}3 + 0{,}8 + 0{,}5 + 0{,}7 = 11{,}5 \text{ V}$$

$$V_{R_{350-354}} = 25 - 11{,}5 - 0{,}7 - 0{,}8 = 12 \text{ V}$$

$$R_{350-354} = \frac{12}{9{,}5 \cdot 10^{-3}} = 1{,}25 \text{ k}\Omega$$

Se alege R_{354} aproximativ $\frac{1}{3} \cdot 1\,250 = 420$; se adoptă — 470 Ω; rezultă $R_{350} = 1\,250 - 470 = 780$; se adoptă 680 Ω.

10. *Rezistențele de reacție din emitor*:
Se adoptă experimental:

$$R_{355} = R_{356} = 1\,\Omega \ll R_v = 16\,\Omega.$$

Obs. Lipsa de spațiu nu permite prezentarea întregului calcul al etajelor de baleiaj, respectiv oscilatorul și etajul de atac (v. bibliografie).

I. B.5. Calculul blocului de alimentare

Se consideră **date**:

Tensiunea de alimentare $U_0 = 220 \begin{matrix} +\ 10\% \\ -\ 15\% \end{matrix}$

Variația relativă: $\frac{\Delta U_0 +}{U_0} = 10\%$; $\frac{\Delta U_e}{U_0} = 15\%$

Tensiunea de ieșire: $U_s = 11$ V
Curentul de sarcină: $I_s = 2$ A
Factorul de stabilizare: $F = 20$
Tensiunea de ondulație la ieșire $< 0{,}2$ V.
Stabilizatorul

Se calculează:

1. *Tensiunea redresată minimă* la intrarea stabilizatorului:

$$U_{min} = U_s + 3 = 11 + 3 = 14\ \text{V}$$

2. *Tensiunea redresată nominală*:

$$U_r = \frac{U_{min}}{1 - \frac{\Delta U_0}{U_0}(1 + \lambda)} = \frac{14}{0{,}835} = 17\ \text{V}$$

$\lambda = 0{,}1$ = căderea de tensiune relativă; $\frac{\Delta U_0}{U_0} = -\ 15\%$

3. *Tensiunea redresată maximă*:

$$U_{max} = U_r\left[1 + \frac{\Delta U_e}{U_0}\left(1 + \lambda\right)\right] = 17 \cdot 1{,}11 = 19\ \text{V}, \text{ unde } \frac{\Delta U_0}{U_0} = +\ 10\%$$

Tranzistorul de balast:
4. *Curentul prin rezistența derivație*;
Se alege $R_d = 39\,\Omega/5$ W

$$I_{d\,max} = \frac{Ud_{max}}{R_d} = \frac{19 - 11}{39} = 0{,}20\ \text{A}$$

$$I_{dim} = \frac{14 - 11}{40} = 0{,}1\ \text{A}.$$

5. *Puterea disipată maximă*

$$P_{d\,max} = U_{CE\,max}\,(I_{s\,max} - I_{d\,max}) = 8(2 - 0{,}2) = 14{,}4\ \text{W},$$

unde $U_{CE\,max} = U_{r\,max} - U_s = 19 - 11 = 8$ V

6. Se alege tranzistorul AD 149, cu următorii parametri:

$$V_{CEO} = 30\ \text{V};\ I_{max} = 3{,}5\ \text{A}.$$

$$P_d = 22\ \text{W},\ \text{la}\ T_c = 45°\text{C};\ R_{Tjc} = 2°\text{C/W}$$

$$T_{j\,max} = 100°\text{C}$$

Se calculează:

7. $R_{Ttot} = \dfrac{\Delta T}{P_{max}} = \dfrac{100 - 45}{14{,}4} = 3{,}8°\text{C/W}$

$R_{th\,rad} = [3{,}8 - (2 + 0{,}5)] = 1{,}3$ rezistența termică a radiatorului:
Suprafața efectivă a radiatorului (Al. gros. 2 mm)

$$A = 1\,500\,R_{th}^{-\frac{4}{3}} = \frac{1500}{1{,}3\sqrt[3]{1{,}3}} = \frac{1500}{1{,}4} \cong 1\,000\ \text{cm}^2$$

Tablă Al.: 10×50 cm^2 gros 2 mm
Notă: Tranzistorul se izolează de șasiu cu o foiță de mică 0,05 mm; $R_{th} = 0{,}2°\text{C/W}$

$U_{BE\,max} = 0{,}6$ V la $I_{c\,max} = 1{,}9$ A

$U_{Be\,min} = 0{,}45$ V la $I_{c\,min} = 1{,}75$ A

Tranzistorul de atac (Darlington)
8. Se alege tranzistorul *pnp*, AC 18 OK V, avînd parametrii

$$V_{CE0} = 16\ \text{V};\ I_{c\,max} = 1{,}5\ \text{A};\ B_{min} = 40$$

$$P_d = 1{,}5\ \text{W}\ \text{la}\ T_c = 55°\text{C};\ T_{j\,max} = 100°\text{C};\ R_{Tjc} = 30°\ \text{C/W}$$

Se calculează

9. $I_{c\,max} = \dfrac{I_{s\,max}}{B} = \dfrac{2}{40} = 50\ \text{mA}\cdots$ curentul de colector maxim

10. $U_{CE\,max} = (U_{max} - U_s) - V_{BE} = 19 - 11 - 0{,}4 = 7{,}6\ \text{V}\cdots$ tensiunea de colector

11. $P_{d\,max} = 0{,}05 \cdot 7{,}5 = 0{,}38\ \text{W}\cdots$ puterea disipată maximă

Radiatorul

12. Pentru $T_{a\,max} = 45°\text{C}$ rezultă :

$\Delta T = PR_{Tjc} = 0{,}38 \cdot 30 \approx 12°\text{C}$, creșterea temperaturii;

$T_{c\,max} \leqslant T_{j\,max} - \Delta T = 100 - 12 = 88°\text{C}$, temperatura maximă a capsulei;

$R_{Tca} = \dfrac{T_c - T_a}{P} = \dfrac{88 - 48}{0{,}38} \approx 100°\text{C/W}$, rezistența termică a radiatorului:

$$A \geqslant \frac{1500}{\sqrt[3]{R_p^4}} = \frac{1500}{100\sqrt[3]{100}} \approx 4 \text{ cm}^2, \text{ aria suprafeței radiatorului.}$$

Tranzistorul de eroare AC 181 V

13. Se alege tranzistorul AC 181 V, avînd parametrii:

$$V_{CE0} = 16 \text{ V}; \; I_{c\,max} = 1{,}5 \text{ A}; \; B_{min} = 50; \; P_d = 1{,}5 \text{ W la } T_c = 55°\text{C}; \; T_{jmax} = 100°\text{C}$$

Se calculează

14. $I_{cmax} = \frac{I_{cdr}}{B_{min}} = \frac{50 \text{ mA}}{50} = 1 \text{ mA}$

15. $V_{CE\,max} = (V_{max} - U_{BE}) - (U_s - V_z) = (19 - 0{,}5) - (11 - 5) = 12{,}5 \text{ V}$

16. $P_{dmax} = 12{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ W} = 12{,}5 \text{ mW}$

Dioda zenner

17. Se alege o diodă zener avînd:
$V_z = 5{,}1$ V tensiunea zenner
$I_{z0} = 10$ mA curentul minim
Se calculează:

$$R_{404} = \frac{V_s - V_z}{I_{z_0} + I_{cmax}} = \frac{11 - 5{,}1}{10^{-2} + 10^{-3}} \simeq 600 \; \Omega; \text{ Se alege } R = 470 \; \Omega$$

Bibliografie

1. *Felea I.* ş.a. **Circuite cu tranzistoare în industrie**, vol. 1 şi 2, Editura tehnică, 1964, 1965.
2. *A. Vătăşescu* ş.a. **Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare şi oscilatoare**. Bucureşti, Editura tehnică, 1971.
3. *Bărbat B.* ş.a. **Amplificatoare de audiofrecvenţă**. Bucureşti, Editura tehnică, 1972.
4. *Gh. Mitrofan.* **Generatoare de impulsuri şi de tensiune liniar variabilă.** Bucureşti, Editura tehnică, 1969.
5. *Damıchi E.* şi *Dănilă Th.* **Amplificatoare şi detectoare de videofrecvenţă.** Bucureşti, Editura tehnică, 1969.

Anexa A II

Descrierea funcţional constructivă şi calculul selectorului de canale

II.A.1. Avantajele selectorului electronic

Elaborarea unor tranzistoare moderne cu frecvenţe de tăiere de peste 250—300 MHz şi cu proprietăţi foarte bune de zgomot permite construirea şi fabricarea în serie mare a selectoarelor de canale tranzistorizate.

La început (1962—1963) s-au produs rotactoare tranzistorizate în care cele 2 tuburi electronice au fost înlocuite cu 3 tranzistoare, păstrîndu-se comutarea mecanică succesivă a canalelor. Ulterior (1965—1967) după crearea diodelor varicap a devenit posibilă elaborarea selectoarelor de canale cu acord continuu în interiorul benzilor de frecvenţă, comutarea de pe o bandă pe alta făcîndu-se cu un comutator mecanic. Din anul 1969 au apărut diodele de comutare şi graţie acestora comutarea benzilor se poate face acum în mod electronic.

Ca urmare a progreselor înregistrate în dezvoltarea dispozitivelor semiconductoare, de la rotactorul cu tuburi electronice cu multe piese în mişcare, complicat sub aspect constructiv, avînd un volum de 1—1,5 dm^3 şi cu o fiabilitate nesatisfăcătoare, s-a ajuns în decursul unui deceniu la selectoarele electronice de canale, al căror volum este de cca. 0,1 dm^3 nu conţin nici o piesă în mişcare şi avînd practic o durată de viaţă nelimitată.

Selectorul electronic de canale aduce o mare serie de alte avantaje printre care se menţionează următoarele:

— selectorul poate fi amplasat pe şasiul televizorului şi nu neapărat pe panoul frontal sau lateral, evitîndu-se cablul coaxial de legătură între selector şi şasiu;

— canalele de televiziune, respectiv programele de TV pot fi preselectate şi „memorate" de un sistem electromecanic cu cîteva potenţiometre semireglabile.

— datorită faptului că schimbarea canalelor se face modificînd tensiunea continuă de comandă a diodelor varicap, selectorul poate fi comandat dela distanţă, teoretic prin rotirea butonului unui potenţiometru, practic cu ajutorul unui dispozitiv simplu de acord;

— selectorul electronic permite automatizarea comenzilor sale cu ajutorul unor circuite logice cu circuite integrate astfel încît o uşoară atingere cu degetul a unei suprafeţe se obţine canalul respectiv programul dorit; se poate de asemenea alegerea automată sau trecerea în revistă a tuturor canalelor şi „oprirea" pe canalul căutat.

II.A.2. Dispozitivele semiconductoare utilizate în selectoarele tranzistorizate

Tranzistoarele moderne pentru selectoare pot fi cu germaniu sau cu siliciu. Tranzistoarele cu germaniu se fabrică în tehnologie mesa; cele mai potrivite tranzistoare pentru etajul de intrare (amplificator de foarte înaltă frecvență) sînt tipurile AF 109 R, AF 139, AF 239 și AF 279, iar pentru posturile de oscilator și mixer, tranzistorul AF 106, toate de tip *pnp*.

Tranzistoarele cu siliciu care se fabrică în tehnologie planară special elaborate pentru postul de amplificator FIF sînt: BF 200 și BF 180, de tip *npn* și BF 372 sau BF 272, de tip *pnp*; pentru posturile de oscilator și mixer, tranzistoarele *npn* BF 173, BF 182, BF 183 și uneori BF 214—BF 215 sau BF 167. Dintre tranzistoarele *pnp* cu siliciu potrivite pentru posturile de oscilator și mixer sînt BF 516 și BF 316.

Parametrii principali care se cer tranzistoarelor pentru selectoarele de FIF sînt următorii:

— frecvența de tăiere f_T de ordinul a 300—700 MHz;
— capacitatea de reacție internă C_{12b} de ordinul a 0,15—0,3 pF;
— factorul de zgomot foarte mic: $F = 2—3$ dB la 200 MHz;
— capacitate de ieșire C_{22} de ordinul a 1,2—1,5 pF și cît mai independentă de tensiunea U_{CE}.

Diodele varicap, care sînt în esență diode a căror capacitate variază foarte mult în funcție de tensiunea inversă aplicată, trebuie să prezinte o mare stabilitate a capacității la variații de temperatură și un factor de calitate $Q \geqslant 100$ la frecvențele de lucru din domeniul FIF (50—230 MHz).

Pentru norma OIRT diocele varicap cele mai potrivite sînt BB 109 și BB 139 care au următorii parametri:

— capacitatea de acord $C = 27 - 30$ pF la $U_{inv} = 3$ V;
— capacitatea minimă $C = 5—6$ pF la $U_{inv} = 25—28$ V;
— raportul de capacități $C_{3V}/C_{25V} \geqslant 5$;
— tensiunea inversă maximă admisibilă: $U_{inv\ max} = 28—30$ V.

Se arată în fig. A.2.1 schema electrică a unui circuit acordat cu diodă varicap circuit uzual în selectoarele electronice.

Capacitatea diodei varicap D_v este conectată în paralel cu inductanța de acord L prin intermediul condensatorului de separare C_s care de obicei are o valoare de cca. 1 nF, care face ca tensiunea de acord U_{VAR} să nu se scurtcircuiteze la masă. Rezistența R care are o valoare de 10—100 kΩ servește pentru aplicarea tensiunii de comandă (de acord) la catodul diodei varicap. Valoarea rezistenței este teoretic mult mai mare decît rezistența la rezonanță R_0 a circuitului acordat și ca urmare nu șuntează circuitul acordat. Dacă valoarea rezistenței este comparabilă cu R_0, atunci R va amortiza circuitul acordat; această rezistență se dimensionează uneori tocmai în acest scop. Frecvența de rezonanță a circuitului acordat variază în mod continuu între 2 limite atunci cînd tensiunea varicap variază între 3 și 28 V astfel: la tensiunea de 3 V frecvența circuitului va fi de exemplu de 53 MHz (cores-

punzător frecvenței centrale a canalului 1) iar la tensiunea de 25 V va fi de 96 MHz (corespunzător canalului 5). De la 3 V la 25 V capacitatea diodei a variat de aproape 4 ori iar frecvența a variat de aproape 2 ori deoarece frecvența și capacitatea sînt legate de relația:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Diodele de comutare utilizate în selectoarele electronice au rolul simplu al unui comutator sau mai exact al unui întreruptor. În fig. A.2.2 se arată cele 2 stări ale diodei de comutare:

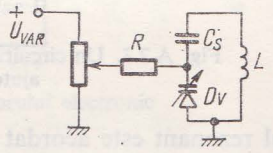


Fig. A.2.1. Circuitul de utilizare al diodei varicap.

— *dioda conduce*: pe anod se aplică tensiunea pozitivă, iar pe catod minusul, dioda este străbătută de un curent de 2—10 mA, este ca și cum un contact ar fi închis (vezi fig. A.2.1, *a*). În această situație, o diodă de comutare prezintă o rezistență de trecere de cca 1Ω;

— *dioda este blocată*: pe anod se aplică minusul, iar pe catod plusul tensiunii de comutare, dioda este polarizată invers joncțiunea diodei nu este străbătută decît de un curent invers, foarte, foarte mic (de ordinul a 0,001 mA). În această stare dioda se prezintă exact ca și un contact mecanic deschis, iar capacitatea diodei este de cca. 1 pF.

Se pot rezuma astfel proprietățile esențiale ale unei diode apte de a fi utilizată ca diodă de comutare în circuitele de înaltă frecvență: *atunci cînd conduce, dioda*

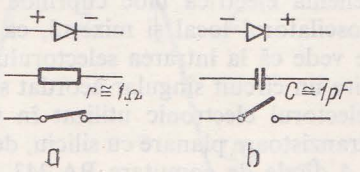


Fig. A.2.2. Stările diodei de comutare; *a* — conduce; *b* — nu conduce.

are o rezistență mai mică de 1Ω, iar atunci cînd este blocată prezintă o capacitate mai mică de 1 pF.

În fig. A.2.3 se arată un circuit acordat $L_1L_2C_0$ și comutat pe 2 frecvențe cu ajutorul unei diode de comutare.

În fig. A.2.3, *a*, dioda D_c este conectată cu catodul la punctul median al celor două inductanțe înseriate și cu anodul la masă prin condensatorul $C = 1$ nF. Cînd

diodei D_c i se aplică o tensiune pozitivă $U_{com} = 12$ V, prin diodă curge curentul $I_c = 2-6$ mA, determinat de rezistența de limitare R_L; punctul A este pus la masă din punctul de vedere al frecvenței înalte deoarece condensatorul $C_d = 1$ nF prezintă pe frecvențe înalte o reactanță capacitivă de cca. 1—2 Ω. În această situație,

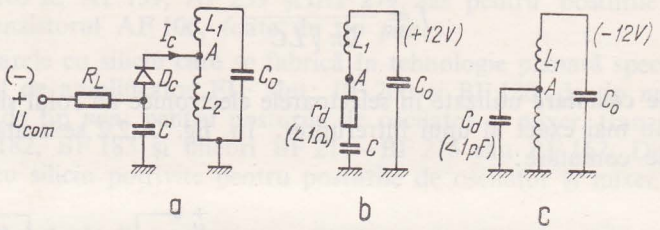


Fig. A.2.3. Un circuit acordat comutat pe două frecvențe de lucru cu ajutorul unei diode de comutare.

circuitul rezonant este acordat pe frecvența f_1 determinată de inductanța L_1 și C_0 (vezi fig. A.2.3, *b*). Atunci însă cînd diodei i se aplică o tensiune negativă, dioda D_c este blocată și pentru punctul A are rolul unei simple capacități (capacitatea diodei blocate) C_d de cca. 1 pF care este practic conectată în paralel cu inductanța L_2. În această stare, circuitul acordat are frecvența de rezonanță f_2 mai mică decît f_1 determinată de suma inductanțelor $L_1 + L_2$ și capacitatea C_0. Prin dimensionarea potrivită a circuitului acordat se poate obține de pildă funcționarea circuitului oscilant pe o frecvență din banda I de televiziune și pe o frecvență din banda III. Aceasta este în esență procesul de comutare electronică a benzilor de televiziune în selectoarele de canale.

II.A.3. Schema-bloc a selectorului electronic de FIF

Schema electrică bloc cuprinde întotdeauna 3 etaje tipice: amplificatorul de RF, oscilatorul local și mixerul, ca în fig. A.2.4.

Se vede că la intrarea selectorului se află un circuit selectiv de bandă largă iar la ieșire un circuit singular acordat sau un filtru acordat pe frecvența intermediară.

Selectorul electronic utilizat în televizoarele portabile românești este echipat cu 3 tranzistoare planare cu siliciu, de tip *npn*, cu 3 diode varicap BB 109 sau BB139 și cu 4 diode de comutare BA 243, BA 244 sau BA 182. Tranzistoarele sînt:

— amplificatorul de RF:	BF 200
— oscilatorul local:	BF 183 sau BF 214
— mixerul:	BF 182 sau BF 173

Circuitul de intrare. Sarcinile circuitului de intrare sînt în ordinea importanței următoarele:

— obținerea unui factor minim de zgomot;
— asigurarea unui coeficient de reflexie $\rho < 0{,}5$;

— asigurarea unei atenuări cît mai mici în domeniul frecvențelor utile (50—100 MHz și 175—230 MHz);

— atenuarea cît mai mare a frecvenței intermediare și a frecvenței oglindă.

Circuitul de intrare al selectorului de canale prezintă o particularitate remarcabilă în comparație cu circuitele de intrare ale tuturor selectoarelor străine: are

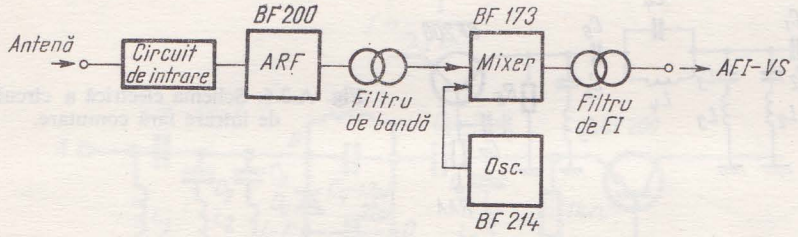


Fig. A.2.4. Schema-bloc a selectorului electronic

două domenii de trecere și trei domenii de atenuare fără să fie necesară comutarea vreunui element al circuitului complex. Caracteristica de frecvență este arătată în fig. A.2.5, și poate fi împărțită în 5 domenii: *B* și *D* domenii de trecere iar *A*, *C* și *E* domenii de atenuare, astfel:

A — domeniul frecvenței intermediare care este atenuată cu 20—25 dB;
B — frecvențele benzilor I și II (50—100 MHz) de televiziune trec neatenuate;
C — frecvențele imagine (oglindă) ale canalelor 1—5 sînt puternic atenuate;
D — frecvențele benzii III (175—230 MHz) trec neatenuate;
E — frecvențele imagine (oglindă) ale canalelor 6—12 sînt puternic atenuate.

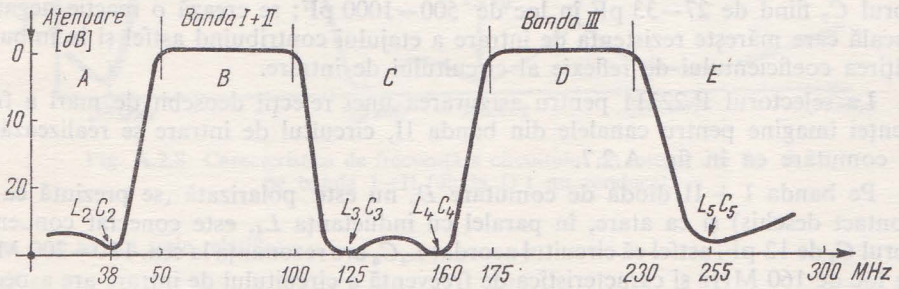


Fig. A.2.5. Caracteristica de frecvență a circuitului de intrare complex, cu 2 domenii de trecere (B.D) și 3 domenii de atenuare (A, C, E).

Schema electrică a circuitului complex de intrare este dată în fig. A.2.6.

Antena este conectată la borna *A*, și tot de aici inductanța L_1 spre masă are rolul de a adapta circuitul de intrare la impedanța antenei și totodată constituie

o cale de „descărcare" a eventualelor încărcări electrostatice ale antenei sau punerea la masă a şocurilor de tensiune datorată descărcărilor atmosferice. Împreună cu capacitatea cablului coaxial de antenă, capacitatea C_1 şi inductanţa L_1 formează un filtru trece sus cu frecvenţa de tăiere la cca. 20 MHz.

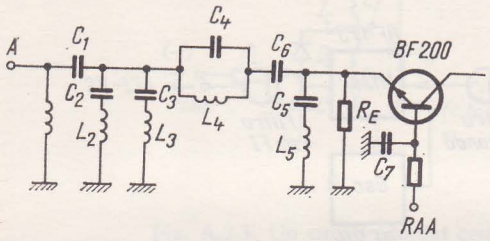


Fig. A.2.6. Schema electrică a circuitului de intrare fără comutare.

Se vede apoi că circuitul de intrare conţine 3 circuite de rejecţie de tip serie conectate în derivaţie: L_2C_2 acordat pe 38 MHz, asigură atenuarea frecvenţei intermediare (domeniul de atenuare *A*); L_3C_3 este acordat pe frecvenţa de 125 MHz şi rejectează frecvenţele oglindă din banda I (canalele 1 şi 2) L_5C_5 este acordat pe frecvenţa de 255—260 MHz şi rejectează frecvenţele oglindă a benzii III (canalele 6—12). Circuitul C_4L_4 de tip derivaţie, este conectat ca circuit „dop" în serie cu condensatorul C_6 şi are frecvenţa de rezonanţă la cca. 160 MHz pentru a rejecta frecvenţele oglindă ale benzii II (canalele 3, 4 şi 5). Este interesant de menţionat că văzut dinspre antenă circuitul complex de intrare prezintă o impedanţă de cca. 40—50 Ω; pentru tranzistor circuitul de intrare prezintă o admitanţă apropiată de admitanţa optimă de zgomot adică de admitanţa la care tranzistorul se comportă cel mai bine asigurînd o sensibilitate reală maximă. La adaptarea optimă pentru zgomot contribuie şi decuplarea parţială a bazei tranzistorului BF 200, condensatorul C_7 fiind de 27—33 pF în loc de 500—1000 pF; se crează o reacţie negativă locală care măreşte rezistenţa de intrare a etajului contribuind astfel şi la îmbunătăţirea coeficientului de reflexie al circuitului de intrare.

La selectorul P 22211 pentru asigurarea unei rejecţii deosebit de mari a frecvenţei imagine pentru canalele din banda II, circuitul de intrare se realizează cu o comutare ca în fig. A.2.7.

Pe banda I + II dioda de comutare D_c nu este polarizată (se prezintă ca un contact deschis) şi ca atare, în paralel cu inductanţa L_4, este conectat condensatorul C_4 de 12 pF, astfel că circuitul acordat L_4C_4 are rezonanţa la cca. 180—200 MHz în loc de 160 MHz şi caracteristica de frecvenţă a circuitului de intrare are aspectul din fig. A.2.8, în care frecvenţele de peste 160 MHz sînt atenuate foarte puternic.

Pe banda III, dioda D_c primeşte tensiunea de comutare de +12 V şi datorită rezistenţei R_1 de 2—3 kΩ prin diodă curge un curent de cca. 4 mA, făcîndu-se contactul între punctele *B* şi *C*. Porţiunea *BC* fiind practic un contact închis, C_4 este conectat în paralel cu C_4' — 22 pF, astfel că inductanţa L_4 are în paralel o capacitate de cca. 34 pF şi ca urmare frecvenţa de rezonanţă a acestui rejector

devine cca. 145 MHz. Caracteristica de frecvență a circuitului de intrare atunci cînd selectorul lucrează în banda III arată că în fig. A.2.9. Inductanțele L_{s1} și L_{s2} au rolul ca punctul D și respectiv punctul C să nu fie puse la masă și nici conectate între ele.

Inductanțele și capacitățile circuitului de intrare se determină cu relația fundamentală:

$$f = \frac{1}{2\sqrt{LC}}$$

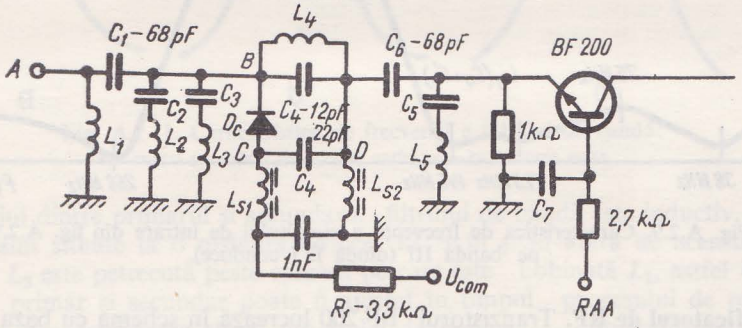


Fig. A.2.7. Schema electrică a circuitului de intrare cu o comutare electronică.

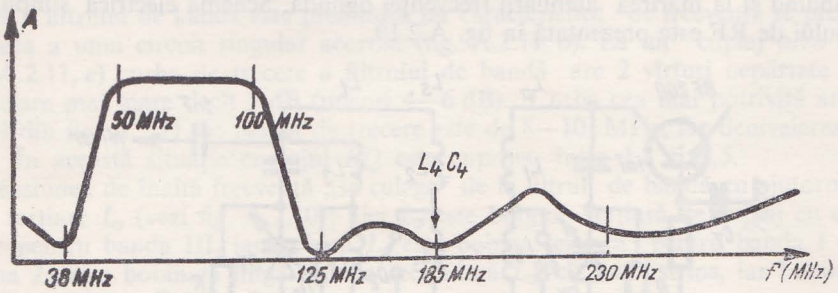


Fig. A.2.8. Caracteristica de frecvență a circuitului de intrare din fig. A.2.7. pe banda I—II (dioda D 1 nu conduce).

din care se pot scrie relațiile:

$$L = \frac{1}{C\omega^2} \text{ și } C = \frac{1}{L\omega^2} \quad \omega = 2\pi f$$

Astfel, pentru rejecția frecvenței intermediare, circuitul rejector L_2C_2 cu frecvența de 38 MHz, inductanța L_2 rezultă din calcul pentru capacitatea $C_2 = 47$ pF rezultă:

$$L = \frac{1}{C\omega^2} = \frac{1}{47 \cdot 10^{-12}(6{,}28 \cdot 38 \cdot 10^6)^2} = 0{,}38 \cdot 10^{-6} = 0{,}38 \ \mu\text{H}.$$

La fel celelalte inductanțe rezultă:
— pentru L_3: f_0 = 125 MHz, C_3 ales: 15 pF, rezultă L_3 = 0,11 μH
— pentru L_4: f_0 = 160 MHz, C_4 ales: 33 pF, rezultă L_4 = 0,033 μH
— pentru L_5: f_0 = 255 MHz, C_5 ales: 3,3 pF, rezultă L_4 = 0,011 μH

Valorile capacităților C_2, C_3,C_4, C_5 se stabilesc din considerente de atenuare și potrivire a admitanțelor circuitelor rejectoare, prin rezolvarea unui sistem de ecuații neliniare, cu asistența unui calculator electronic.

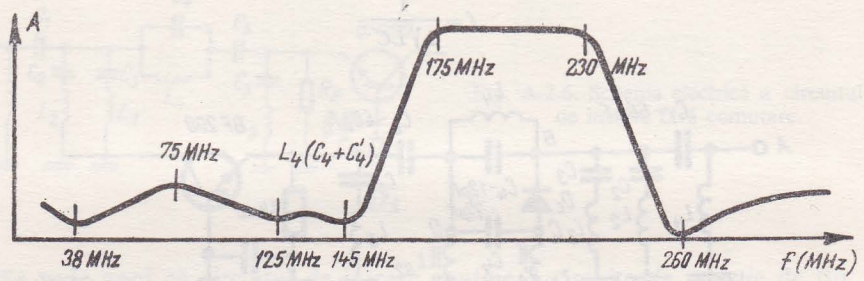


Fig. A.2.9. Caracteristica de frecvență a circuitului de intrare din fig. A.2.7. pe banda III (dioda D I conduce).

Amplificatorul de RF. Tranzistorul BF 200 lucrează în schema cu baza la masă, primind semnalul de FIF pe emitor și avînd în colector ca sarcină un filtru de bandă acordat cu diode varicap. Acest filtru de bandă asigură selectivitatea selectorului, contribuind și la mărirea atenuării frecvenței oglindă. Schema electrică simplificată a etajului de RF este prezentată în fig. A.2.10.

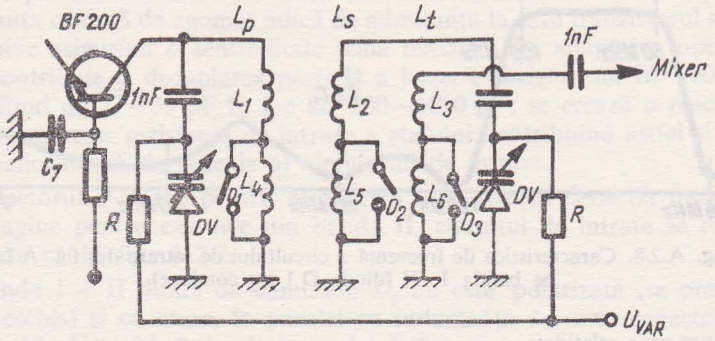


Fig. A.2.10. Schema electrică simplificată a filtrului de bandă.

După cum se vede, primarul L_p filtrului de bandă este compus din două bobine L_1 și L_4, conectate în serie atunci cînd dioda de comutare D_1 este blocată asigurînd astfel lucrul în banda I + II (48—100 MHz). Cînd diodei de comutare i se aplică tensiunea de +12 V, dioda D_1 conduce și scurtcircuitează bobina L_4 astfel că în circuitul acordat rămîne doar inductanța L_1 și ca urmare lucrează pe banda

III (inductanța L_1 este mai mică decît L_2). Secundarul L_s a filtrului de bandă este format din bobinele L_2 și L_5; L_2 este inductanța pentru banda III iar $L_2 + L_5$ formează inductanța de acord pentru banda I + II (atunci cînd dioda D_2 este nepolarizată și se prezintă ca un contact deschis).

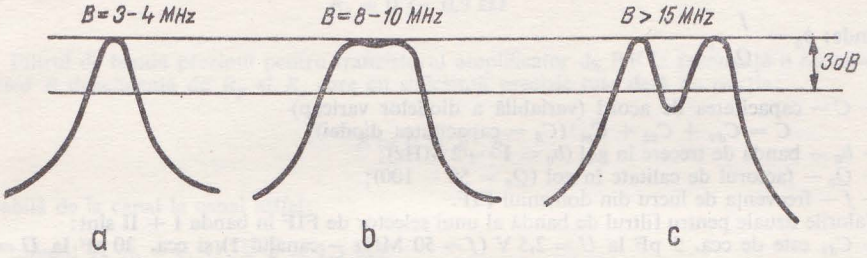


Fig. A.2.11. Caracteristica de frecvență a filtrului de bandă:
a — cuplat prea slab; *b* — cuplaj optim; *c* — cuplaj prea mare.

Cuplajul dintre primarul și secundarul filtrului de bandă este inductiv. Bobinele L_1 și L_2 sînt situate la o distanță de cca. 12 mm și în afară de aceasta o spiră a bobinei L_2 este petrecută peste carcasa pe care este bobinată L_1, astfel că cuplajul dintre primar și secundar poate fi ajustat în timpul procesului de reglaj prin apropierea sau depărtarea spirei de cuplaj de bobina L_1, obținîndu-se banda de trecere dorită, ca în fig. A.2.11.

La un cuplaj prea slab (spira de cuplaj este depărtată de bobina L_1) banda de trecere a filtrului de bandă este prea mică iar caracteristica de frecvență se prezintă ca aceea a unui circuit singular acordat (fig. A.2.11, *a*). La un cuplaj prea mare (fig. A.2.11, *c*) curba de trecere a filtrului de bandă are 2 vîrfuri depărtate și o denivelare mai mare decît 3 dB (uneori 4—6 dB). Curba cea mai potrivită are aspectul din fig. A.2.11, *b*: banda de trecere este de 8—10 MHz, iar denivelarea sub 3 dB. În această situație cuplajul KQ este cuprins între 1,8 și 2,5.

Tensiunea de înaltă frecvență „se culege" de la filtrul de bandă cu ajutorul bobinei terțiare L_t (vezi fig. A.2.10); aici L_3 este bobina terțiară de cuplaj cu etajul mixer pentru banda III, iar bobina L_6 este bobina terțiară pentru banda I + II. Bobina L_3 este bobinată lîngă bobina secundară L_2, cît mai strîns, iar bobina L_6 este așezată peste bobina L_5.

Primarul filtrului de bandă este amortizat de rezistența de ieșire R_{22} a tranzistorului BF 200, iar secundarul este amortizat de rezistența de intrare a tranzistorului mixer prin intermediul bobinei terțiare de cuplaj, astfel că factorul în calitate Q_0 al circuitelor acordate primar și secundar scade în sarcină la valoarea Q_s care determină banda de trecere a filtrului de bandă și rezistența de sarcină pentru tranzistorul amplificator de RF.

Determinarea parametrilor amplificatorului de R.F.

Se pot prezenta simplificat următoarele relații care evidențiază mărimile ce determină parametrii amplificatorului de RF: amplificarea și banda de trecere:

Rezistența la rezonanță R_0 a circuitelor acordate ale filtrului de bandă:

$$R_0 = \frac{1}{2\Pi\, Cb_0},$$

unde: $b_0 = \frac{f}{Q_0}$;

— C — capacitatea de acord (variabilă a diodelor varicap)
$C = C_{dv} + C_{22} + C_m$ (C_d = capacitatea diodei);
— b_0 — banda de trecere în gol ($b_0 = 1 \cdots 2$ MHz);
— Q_0 — factorul de calitate în gol ($Q_0 = 50 - 100$);
— f — frecvența de lucru din domeniul FIF.

Valorile uzuale pentru filtrul de bandă al unui selector de FIF în banda I + II sînt:
— C_{dv} este de cca. 5 pF la $U = 2{,}5$ V ($f = 50$ MHz — canalul 1) și cca. 30 pF la $U = 25$ V ($f = 93$ MHz — canalul 5)
— C_{22} a tranzistorului este de 1,5—2 pF;
— C_m, capacitatea montajului, care include capacitatea bobinelor, a traseelor, a trimerilor de ajustare etc., este de cca. 3 pF.

Rezultă pentru *capacitatea de acord* valorile:
— pentru canalul 1: $C = 30 + 1{,}5 + 3 = 34{,}5$ pF;
— pentru canalul 5: $C = 5 + 1{,}5 + 3 = 9{,}5$ pF.

Deci rezultă: pentru canalul 1: $R_{0_1} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 35 \cdot 10^{-12} \cdot 1 \cdot 10^6} = 4{,}5\ \text{k}\Omega$

pentru canalul 5; $R_{0_5} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^6} = 16\ \text{k}\Omega$

În banda III, pentru canalul 6 (175 MHz) se obține la o tensiune de acord de 10 V la care $C_{dv} = 12$ pF $C = 17$ pF, iar pentru canalul 12 (224 MHz) la $U = 25$ V cu $C_{dv} = 5$ pF rezultă o capacitate de acord $C = 10$ pF. Valoarea rezistenței la rezonanță este:

— pentru canalul 6: $R_{06} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 17 \cdot 10^{-12} \cdot 2{,}2 \cdot 10^6} = 4\ \text{k}\Omega$

— pentru canalul 12: $R_{012} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 3 \cdot 10^6} = 5\ \text{k}\Omega$

În sarcină filtrul de bandă este amortizat: primarul de tranzistorul de RF iar secundarul de tranzistorul mixer, astfel că valorile $R_{01} \cdots R_{012}$ se reduc mult. Rezistența de ieșire R_{22} a tranzistorului BF 200 variază cu frecvența (este de cca. 15 kΩ la 50 MHz, de cca. 12 kΩ la 100 MHz și de cca. 5 kΩ la 200 MHz), iar rezistența la rezonanță a primarului în sarcină va avea cam jumătate din valoarea R_0:

— pe canalul 1 $R_{s1} = R_{22} \| R_{01} = 15\ \text{k}\Omega \| 4{,}5\ \text{k}\Omega = 3{,}5\ \text{k}\Omega$
— pe canalul 5 $R_{s5} = R_{22} \| R_{05} = 12\ \text{k}\Omega \| 16\ \text{k}\Omega = 6{,}5\ \text{k}\Omega$
— pe canalul 6 $R_{s6} = R_{22} \| R_{06} = 6\ \text{k}\Omega \| 4\ \text{k}\Omega = 2{,}4\ \text{k}\Omega$
— pe canalul 12 $R_{s12} = R_{22} \| R_{012} = 5\ \text{k}\Omega \| 5\ \text{k}\Omega = 2{,}5\ \text{k}\Omega$

Se poate deci admite că *rezistența în sarcină a primarului* este $R_p = 2{,}5-3\ k\Omega$.

Secundarul filtrului de bandă este mai puternic amortizat deoarece rezistența de intrare a mixerului este de ordinul a 30—40 Ω și prin transpunere cu raportul dintre L_s și L_t la pătrat, la circuitul acordat secundar ajunge la cca 1—2 kΩ, reducînd la mai puțin de 1 kΩ rezistența R_s a secundarului:

$$R_s = 0{,}7-0{,}9\ k\Omega$$

Filtrul de bandă prezintă pentru tranzistorul amplificator de RF la rezonanță o *rezistență de sarcină* R dependentă de R_p și R_s care cu suficientă precizie este dată de relația:

$$R \simeq 0{,}5\sqrt{R_p R_s}$$

variabilă de la canal la canal astfel:

canalul 1: $R_1 = 0{,}5\sqrt{35 \cdot 2} = 1{,}3\ k\Omega$

canalul 5: $R_5 = 0{,}5\sqrt{6{,}5 \cdot 1{,}5} = 1{,}65\ k\Omega$

canalul 6: $R_6 = 0{,}5\sqrt{2{,}4 \cdot 0{,}9} = 0{,}75\ k\Omega$

canalul 12: $R_7 = 0{,}5\sqrt{2{,}5 \cdot 0{,}8} = 0{,}7\ k\Omega$

Se știe că modulul pantei $|Y_{21}|$ a tranzistorului scade pe măsură ce crește frecvența; modulul pantei tranzistorului BF 200 la $I_c = 3$ mA și $U_{ce} = 10$ V are următoarele valori: la 50 MHz 60 mA/V; la 100 MHz, 50 mA/V; la 175 MHz, 40 mA/V iar la 230 MHz 35 mA/V schimbîndu-și mult și argumentul (φ_{21}).

Amplificarea unui astfel de etaj este dată de relația:

$$A_u = |Y_{21}|\, R_c,$$

în care: C_c este coeficientul de cuplaj dintre secundar și terțiar și care este de 0,05 — 0,07 în banda I + II și 0,15 în banda III.

Acum se poate calcula amplificarea etajului de RF a selectorului de la emitorul tranzistorului BF 200 pînă la emitorul tranzistorului mixer:

— pe canalul 1: $A_{u1} = 60 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}3 \cdot 10^3 \cdot 0{,}05 = 3{,}90$ ori (12 dB);
— pe canalul 5: $A_{u5} = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}65 \cdot 10^3 \cdot 0{,}07 = 5{,}75$ ori (15 dB);
— pe canalul 6: $A_{u6} = 40 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}75 \cdot 10^3 \cdot 0{,}15 = 4{,}5$ ori (13 dB);
— pe canalul 12: $A_{u12} = 35 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}7 \cdot 10^3 \cdot 0{,}15 = 3{,}7$ ori (11 dB).

Schema concretă a etajului de RF conținînd filtrul de bandă, circuitul terțiar de cuplaj cu mixerul și toate circuitele de comutare este prezentată în fig. A.2.12.

Funcționarea în banda III: tensiunea de +12 V se aplică la borna B a selectorului și curentul de colector de 3—4 mA a tranzistorului BF 200 străbate dioda D_1, capacitatea C_1 pune la masă capătul „rece" al bobinei L_1 scurtcircuitînd bobina L_2 de banda I + II. Tensiunea de +12 V se aplică prin R_2 diodei D_2, care conducînd pune la masă prin C_2 capătul rece al bobinei secundare L_2; de asemenea, dioda D_3 fiind polarizată direct pune prin C_3 la masa capătul „rece" al bobinei terțiare L_3. Tensiunea de înaltă frecvență amplificată este transmisă prin C_c la emitorul mixerului.

Funcționarea în banda I + II: tensiunea de +12 V se aplică la borna *C* și străbate înfășurarea L_4, apoi L_1. Dioda D_1 este acum blocată deoarece nu este polarizată, întrucît pe borna *B* nu este aplicată nici o tensiune. Și celelalte diode de comutare îndeplinesc rolul unui contact deschis, astfel că primarul filtrului de bandă

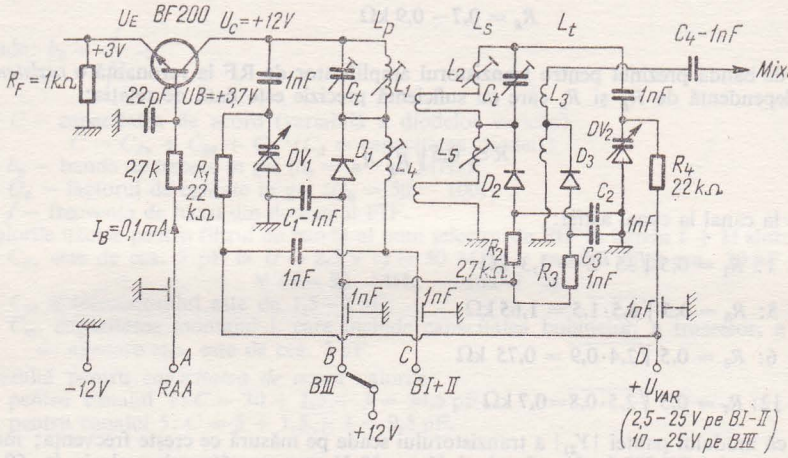


Fig. A.2.12. Schema electrică completă a filtrului de bandă.

este format din $L_1 + L_4$, secundarul din $L_2 + L_5$ iar terțiarul L_6 culege tensiunea de RF de pe bobina L_5 și prin intermediul bobinei L_3 care acum joacă rolul unei mici inductanțe serie este aplicată prin C_4 la mixer. Pe banda I + II diodele de comutare D_1 și D_2 joacă rolul unor capacități de cca. 3—4 pF conectate în paralel cu bobinele L_4 și L_5, deoarece nu sînt polarizate (tensiunea de comutare la bornele diodei este nulă, situație în care capacitatea diodei este de 3—4 pF și nu de cca. 1 pF, ca atunci cînd dioda este polarizată negativ). Trimerii C_t servesc pentru ajustarea acordului filtrului de bandă în procesul de fabricație, ca și miezurile de alamă ale bobinelor L_1, L_2, L_4 și L_5. Se vede din schemă că pe diodele varicap D_{V1} și D_{V2} tensiunea varicap (polul pozitiv al acestei tensiuni) se aplică prin intermediul rezistențelor de 22 kΩ, astfel încît aceste rezistențe nu amortizează circuitele acordate.

Funcționarea sistemului de reglare automată a amplificării (RAA) *a selectorului.* Tranzistorul BF 200 prezintă o amplificare maximă atunci cînd curentul de colector este de cca. 3 mA deci atunci cînd tensiunea pe emitor U_E este de 3 V și ca urmare tensiunea între colector și emitor de cca. 9 V, iar tensiunea U_{CB} de cca 8,25 V deoarece $U_{BE} = 0{,}75$ V. Prin urmare în această situație pe borna *A* (de RAA) se aplică o tensiune de cca. 4 V cu polaritate pozitivă (pe bază tensiunea U_B este de 3,75 V).

Atunci cînd semnalul de televiziune și ca urmare tensiunea furnizată de antenă crește, un etaj special „elaborează" o tensiune de RAA care crește proporțional cu semnalul de TV aplicat la intrarea selectorului. Această tensiune de RAA se

aplică etajelor amplificatoare de frecvență intermediară și apoi printr-un sistem de întîrziere selectorului de canale, pe borna de RAA. Sistemul de întîrziere este astfel reglat încît atunci cînd semnalul la intrarea selectorului devine cca. 1,5—2 mV, tensiunea de RAA să înceapă să comande tensiunea de bază U_B a tranzistorului amplificator de RF-BF 200, în sensul creșterii acesteia. Creșterea tensiunii U_B de la cca. 3,75 V la 8—9 V, produce creșterea curentului de colector de la 3 mA la 8—9 mA și ca urmare a căderii de tensiune pe rezistența R_E la 8—9 V. În această stare, tensiunea U_{CE} a scăzut la cca. 3 V, astfel că tranzistorul funcționează într-un regim anormal de amplificare în care: frecvența de tăiere scade la 60—70 MHz, panta Y_{21} scade de 15—20 ori, rezistența de ieșire scade de 30 ori iar rezistența de intrare scade de 2—3 ori. Ca urmare a modificării parametrilor cuadripolari y, amplificarea tranzistorului scade cu 30—35 dB față de amplificarea maximă.

Oscilatorul local. Pentru a obține semnalul de frecvență intermediară; semnalul de înaltă frecvență amplificat în etajul de RF trebuie amestecat cu o tensiune avînd o frecvență cu 38 MHz mai mare decît frecvența purtătoarei de imagini f_{pi} a canalului de televiziune recepționat. De exemplu pentru canalul 5 de televiziune avem următoarele frecvențe:

f_{pi} = 93,25 MHz — purtătoarea de imagine
f_{ps} = 99,75 MHz — purtătoarea de sunet
f_0 = 93,25 + 38 = 131,25 MHz — oscilatorul local
f_{1i} = 131,25 — 93,25 = 38 MHz — purtătoare de imagine în f_i
f_{1s} = 131,25 — 99,75 = 31,5 MHz — purtătoarea de sunet în f_i

La selectoarele electronice cu acord continuu, este esențial important ca frecvența de lucru a oscilatorului local să „alerge" în paralel, dar decalat cu 38 MHz față de banda de trecere a filtrului de bandă, aceasta asigurîndu-se prin comanda diodelor varicap din aceiași sursă de tensiune.

Schema electrică simplificată a oscilatorului din selectoarele de TV se reduce la o variantă de oscilator Colpitts, așa cum se vede în fig. A.2.13, *a* și așa cum este cunoscută din vechile montaje cu tuburi electronice (fig. A.2.13, *b*), similitudinea tranzistor-tub electronic fiind în acest caz foarte evidentă.

Montajul din fig. A.2.13 este amplificator atît timp cît valoarea capacității C_1 este mică, respectiv cît timp reactanța capacitivă $1/\omega C_1$ este mare. La o anumită valoare a capacității C_1; montajul începe să oscileze deoarece se satisface condiția de amplitudine și de fază pentru amorsarea și întreținerea oscilației. Menținerea oscilației se asigură cu ajutorul capacității C_2 care împreună cu C_1 formează de fapt un divizor de tensiune tipic oscilatorului Colpitts.

Trebuie remarcat că circuitul acordat LC are conectată în paralel capacitatea rezultantă C_s care rezultă din înserierea capacităților C_1 și C_2 ($C_S = C_1C_2/C_1+C_2$) precum și capacitățile parazite ale montajului.

Amplitudinea oscilației, adică tensiunea u_0 la bornele circuitului acordat depinde la început de curentul I_c prin tranzistor, de valoarea factorului de calitate al inductanței L și de valoarea C_1 (și raportul C_1/C_2).

Amplitudinea maximă a oscilației (considerată de la vîf la vîrf) nu poate însă depăși valoarea tensiunii U_{CE} (măsurată în c.c. între colectorul și emitorul tranzistorului).

Schema electrică completă a oscilatorului local din selectorul tranzistorizat al televizorului portabil românesc este arătată în fig. A.2.14.

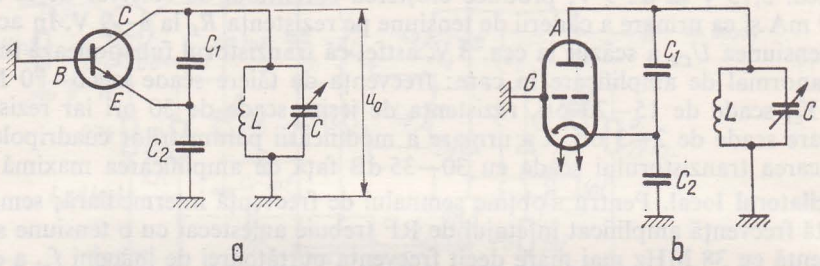


Fig. A.2.13. Schema de principiu a oscilatorului local:
a — cu tranzistor; *b* — cu tub electronic.

Se recunosc: C_1 — capacitatea de reacție, C_2 — capacitatea divizorului Colpitts care favorizează menținerea oscilației la frecvențele mici, în special în banda I—II. Regimul de c.c. al tranzistorului este determinat de rezistențele R_E, R_1 și R_2. Rezis-

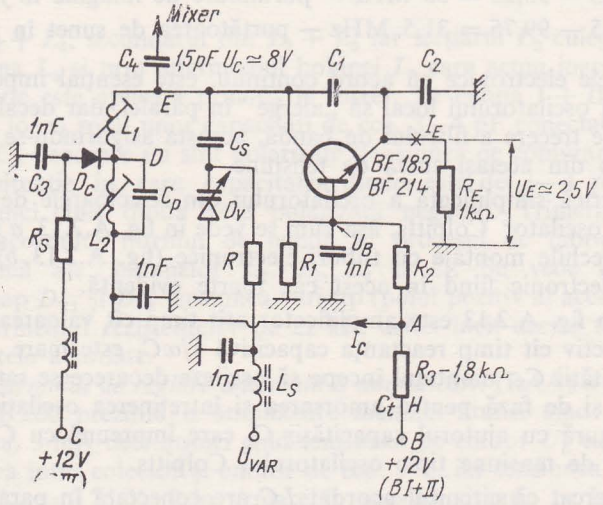


Fig. A.2.14. Schema electrică a oscilatorului local.

tența R_3 are un rol special de stabilizare a curentului de lucru al etajului atunci cînd tensiunea de alimentare (12 V) variază. De exemplu, tensiunea de 12 V tinde să crească, tensiunea U_B ca și tensiunea U_{BE} tind să crească, mărind astfel curentul

I_E al tranzistorului; dar creşterea curentului I_E, deci I_C produce pe rezistenţa R_3 o cădere de tensiune, care face ca tensiunea în punctul A să scadă, scăzînd prin urmare tensiunea U_{BE} şi deci curentul de lucru al tranzistorului. Prin dimensionarea potrivită a rezistenţei R_3 se poate asigura un curent de lucru perfect constant în condiţiile în care tensiunea de 12 V variază cu ± 1 V. Menţinerea constantă a curentului I_C înseamnă menţinerea constantă a frecvenţei de lucru a oscilatorului, ceea ce aici are o importanţă deosebită. Circuitul acordat este format din inductanţele L_1 şi L_2 care au în paralel conectată dioda varicap D_v comandată în tensiune. Dioda D_v are în serie o capacitate C_s care are rolul de „pader". Oscilatorul lucrează pe banda I + II atunci cînd alimentarea tranzistorului se face prin borna B, iar curentul de colector de cca. 2,5 mA străbate în serie inductanţele L_1 şi L_2, dioda de comutare D_c fiind blocată. Atunci însă cînd tensiunea de +12 V se aplică pe borna C, curentul de colector al tranzistorului trece prin dioda D_c, o „deschide", punctul D este pus la masă în înaltă frecvenţă prin condensatorul C_3 şi oscilatorul lucrează pe banda III.

Condensatorul C_p conectat în paralel cu bobina L_2 (de banda I + II) are rolul de a „ajusta" la valoarea necesară frecvenţa oscilatorului local astfel: la $U_{var} = 2{,}5$ V, $f_{osc} = 87{,}75$ MHz (canalul 1), iar la $U_{var} = 20-25$ V, $f_{osc} = 131{,}25$ MHz (canalul 5).

Frecvenţa oscilatorului pentru canalul 6 este de 213,25 MHz şi se obţine atunci cînd tensiunea pe dioda varicap este de cca 10 V, iar frecvenţa de oscilator de 261,25 MHz corespunzătoare canalului 12, se obţine la $U_{var} = 20-25$ V.

Frecvenţa oscilatorului depinde mult de temperatura mediului ambiant. Aceasta tinde în mod natural să scadă atunci cînd temperatura creşte deoarece inductanţele au un coeficient pozitiv de temperatură (inductanţa creşte cu temperatura). Pentru a compensa deriva negativă de temperatură, alte elemente ale schemei au rol de compensare; astfel ca atunci cînd temperatura creşte, valoarea capacităţilor C_1, C_2 (eventual C_s) să scadă; practic prin alegerea coeficientului de temperatură al capacităţilor se poate aranja compensarea derivei, astfel încît pentru variaţii de 15—20°C în jurul temperaturii ambiante, frecvenţa oscilatorului să nu varieze cu mai mult de 200—300 kHz.

Trebuie neapărat menţionat că alinierea oscilatorului astfel încît acesta să „alerge sincron" cu filtrul de bandă (bineînţeles decalat cu 38 MHz) se determină teoretic din proiectare. Practic, dispersiile inerente ale capacităţilor montajalui, bobinei, toleranţele condensatoarelor, dispersia capacităţii de ieşire a tranzistorului, cît şi dispersia capacităţii diodei varicap face necesară existenţa unei posibilităţi de a regla în procesul de reglaj din producţie frecvenţa oscilatorului. Aceasta se face prin modificarea inductanţelor L_1 (prin deformarea spirelor) şi L_2 (cu miezul de alamă pentru reglaj). Dar şi prin schimbarea poziţiei unor piese, se pot modifica capacităţile montajului şi ca atare frecvenţa (de exemplu poziţia condensatorului C_s). De aceea, piesele din jurul oscilatorului local trebuiesc lăsate aşa cum au fost „reglate" din fabricaţie, urmînd ca la înlocuirea oricărei piese, să se facă realinierea oscilatorului.

Oscilatorul local produce la bornele circuitului acordat o tensiune de cca. 3—4 V_{vv} (măsurabilă între punctul E şi masă). Această tensiune este mai mare

la capătul superior al benzilor şi mai mică la frecvenţele limită inferioare. Doar o parte din tensiunea oscilatorului este însă necesară pentru a fi aplicată la intrarea mixerului. „Injecţia" tensiunii de oscilator în mixer se face prin condensatorul C_4 de 1,5 pF, obţinîndu-se „dincolo" de C_4 o tensiune de 100—150 mV.

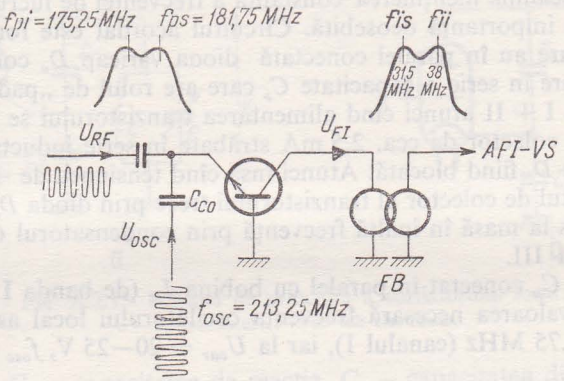


Fig. A.2.15. Principiul funcţionării mixerului.

Inductanţele L_s de pe circuitul de alimentare cu tensiune varicap, au rolul de a împiedica pătrunderea tensiunii de oscilator în filtrul de bandă şi mai ales în circuitul de intrare, de unde ar putea deveni tensiune perturbatoare la antenă şi cîmp perturbator radiat de antenă pentru alte antene vecine de recepţie. Nu se admite o tensiune de oscilator mai mare de 1 mV la bornele de antenă ale unui selector tranzistorizat.

Mixerul. Amestecul tensiunii oscilatorului local cu tensiunea semnalului de RF se face în mod aditiv pe caracteristica neliniară (de tip diodă) a tranzistorului mixer. O schemă simplificată şi cu caracter simbolic care evidenţiază procesul de amestec este arătată în fig. A.2.15.

Tensiunea de înaltă frecvenţă „primită" de la filtrul de bandă, avînd f_{pi} şi f_{ps} este aplicată pe emitorul tranzistorului mixer (ex. 175,25 — 181,75 MHz — canalul 6); tensiunea oscilatorului cu frecvenţa de 213,25 MHz este aplicată prin C_{co} tot pe emitorul mixerului. Prin amestec rezultă pe joncţiunea *BE* frecvenţa intermediară cu cele două purtătoare: $f_{is} = 31$ MHz şi $f_{ii} = 38$ MHz, care pe colector se regăseşte mult amplificată. Amestecul se mai cheamă în limbaj mai vechi conversie, de aceasta fiind legată şi noţiunea de *pantă de conversie.*

Se ştie că la $f = 35$ MHz tranzistorul mixer care lucrează cu un curent de cca. 2,5 mA are o pantă $|Y_{21}| = 70$ mA/V; acelaşi tranzistor are la $f = 200$ MHz o pantă $|y_{21}| = 35$ mA/V. Panta de conversie S_c este doar o fracţiune din panta de amplificare la frecvenţa semnalului:

$$|S_c| = (0{,}3 - 0{,}5)\,|y_{21}| = 10 \ldots 15 \text{ mA/v}.$$

Panta de conversei depinde nu numai de curentul de lucru al tranzistorului mixer, ci şi de mărimea tensiunii de oscilator injectată în mixer. Conversia optimă se obţine atunci cînd U_{osc} = 100—150 mV măsurată pe emitorul mixerului.

Sarcina mixerului este un filtru de bandă acordat pe frecvenţa intermediară, filtru care trebuie să satisfacă două condiţii:

— lărgimea de bandă să fie mai mare de 7,5 MHz: $B_{3dB} \geqslant 7{,}5$ MHz

— denivelarea în banda de trecere (groapă între vîrfuri) să fie sub 1 dB (0,3 ÷ 0,8 dB).

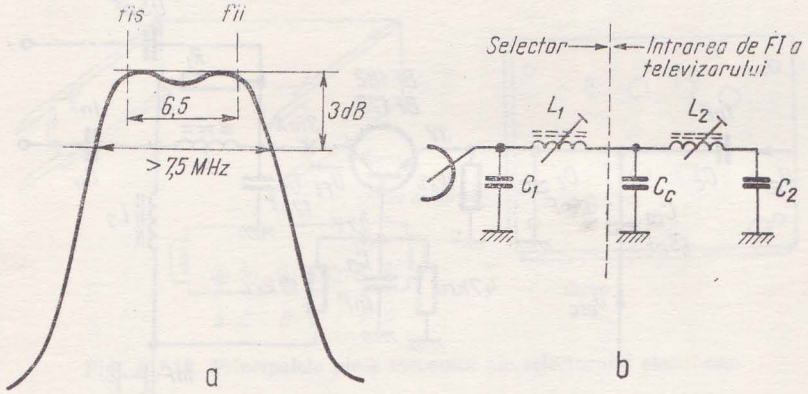


Fig. A.2.16. Caracteristica de frecvenţă dorită a filtrului de FI de ieşirea mixerului.

Caracteristica de frecvenţă a filtrului de FI de la ieşirea mixerului este arătată în fig. A.2.15, *a*, iar schema electrică în fig. 1.2.16, *b*. Capacitatea de cuplaj este C_c, care este cu atît mai mare cu cît cuplajul este mai mic; capacitatea C_c influenţează capacitatea de acord a primarului filtrului L_1C_1 şi a secundarului L_2C_2, de aceea dacă C_c se modifică este necesară racordarea cu inductanţele L_1 şi L_2.

La rezonanţă filtrul de bandă prezintă pentru tranzistor o sarcină de cca 0,5 kΩ, astfel că *amplificarea de conversie a mixerului* rezultă de ordinul a 14 ··· 17 dB.

$$A_u = |S_c| \cdot R = (10 - 15)\, 10^{-3} \cdot 0{,}5 \cdot 10^3 = 5 \cdots 7{,}5 \text{ ori}$$

Schema electrică completă a mixerului este arătată în fig. A.2.17. Polarizarea tranzistorului se asigură printr-un divizor de tensiune pentru cca 3 mA. Baza este pusă la masă pentru înalta frecvenţă prin condensatorul de decuplare C_3 de 1 nF. La ieşire, în circuitul de colector se află primarul filtrului de bandă acordat pe frecvenţa intermediară L_1C_1; L_1 se acordă cu un miez de ferită. În punctul B se obţine semnalul de FI care prin condensatorul de izolaţie C_4 este pus la dispoziţia amplificatorului de FI-VS. Prin şocul L_s de cca. 10 μH se face alimentarea tranzistorului de la plusul tensiunii de alimentare. De la punctul A, prin intermediul unui condensator foarte mic se poate aplica semnalul vobulat de FI pentru acordul filtrului de bandă.

Se vede că în selector avem numai primarul filtrului de bandă. Pe şasiul televizorului, după C_4, se conectează un cablu coaxial capacitatea C_c şi apoi secundarul filtrului de bandă care face parte deja din amplificatorul de FI-VS. Chiar capacitatea cablului coaxial cca. 0,7—1 pF/cm, poate constitui o parte din capacitatea de cuplaj a filtrului de bandă.

Amplificarea globală a selectorului rezultă din adunarea amplificărilor etajului de RF și a etajului mixer:

— pentru banda I + II: $A_p = A_{RF} + A_{mix} = (11 \cdots 15) + (14 \cdots 17) = 26 \cdots 32$ dB
— pentru banda III: $A_p = (13 \cdots 11) + (14 \cdots 17) = 25 \ldots 30$ dB.

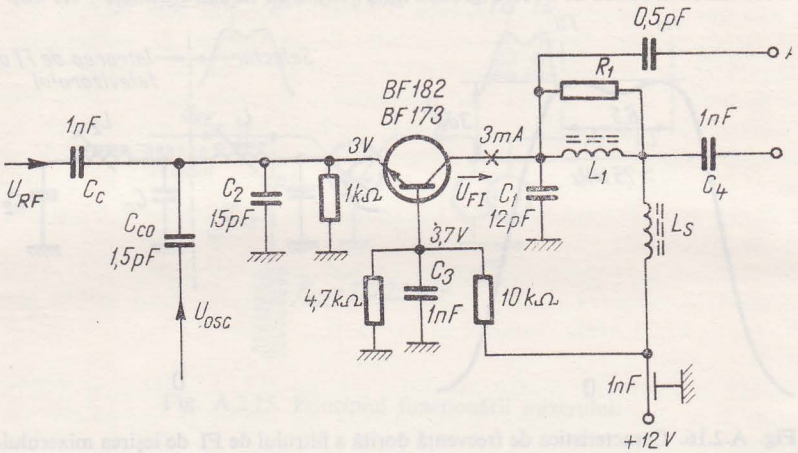


Fig. A.2.17. Schema electrică completă a mixerului.

Dacă se ține seama că uneori la ieșirea de FI circuitul primar se amortizează cu o rezistență de 2—4 kΩ (R_1) în scopul de a asigura impedanța convenabilă la adaptarea dintre selector și AFI-VS, amplificarea de putere se reduce la 22—28 dB.

A.II.4. Construcția selectorului electronic tranzistorizat

Toate componentele active și pasive sînt plasate pe o plăcuță de circuit imprimat avînd dimensiunile aproximative de 77 × 45 mm. Placa de c.i. este fixată într-o ramă metalică din tablă cositorită în formă de U. Pe placa în formă de U se fixează placa cu „borne" pe care sînt fixate condensatoarele de trecere (de 1 nF). Circuitul de intrare este ecranat de restul etajelor cu ajutorul a doi pereți metalici implantați în placa de c.i. și sudați prin cositorire de rama în formă de U. Tot selectorul se închide cu două capace ce se fixează prin șuruburi M3 sau prin glisare. Accesul semnalului (borna de antenă) este realizat cu ajutorul unui contact axial cu „trecere în sticlă", de asemenea ieșirea semnalului de FI. În fig. A.2.18 sînt prezentate schițele elementelor mecanice constructive ale selectorului electronic de canale.

Agregatul cu taste pentru selectarea și memorarea canalelor de T.V. Pentru aplicarea tensiunii varicap necesară canalului dorit, se utilizează 4 potențiometre liniare și rectilinii, fiecare avînd o rezistență de cca 100 kΩ. Din acestea 2 sînt destinate

benzii I + II iar 2 sînt destinate canalelor din banda III. Prin acționarea rotiței potențiometrului se face alegerea canalului și totodată acordul fin. Potențiometrele P_3 și P_4 de banda III au inseriate o rezistență R_1 dimensionată astfel încît la capătul cursei potențiometrului să se obțină o tensiune varicap de cca 9 V; la capătul potențiometrelor P_1 și P_2 pentru banda I + II (canalele 1—5) se află înse-

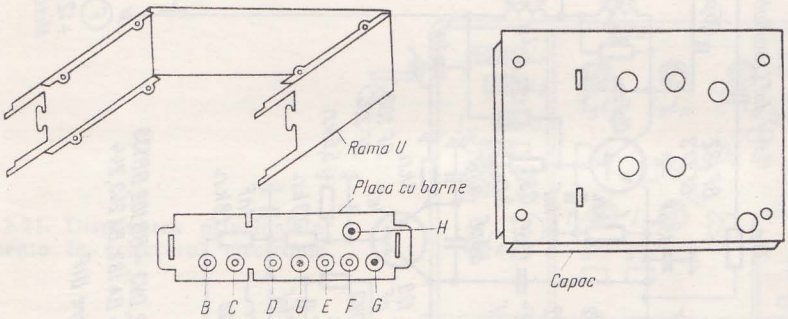


Fig. A.2.18. Principalele piese mecanice ale selectorului electronic.

riată o rezistență R_2, astfel că la limita cursei să se obțină o tensiune de cca. 2 V. Comutarea canalelor se face cu ajutorul unor comutatoare de tip „domino" (cîte unul de fiecare canal) care aplică tensiunea varicap de pe potențiometrul respectiv cum și tensiunea de comutare de 12 V la bornele respective ale selectorului.

Schema electrică a agregatului cu taste este dată în fig. A.2.19.

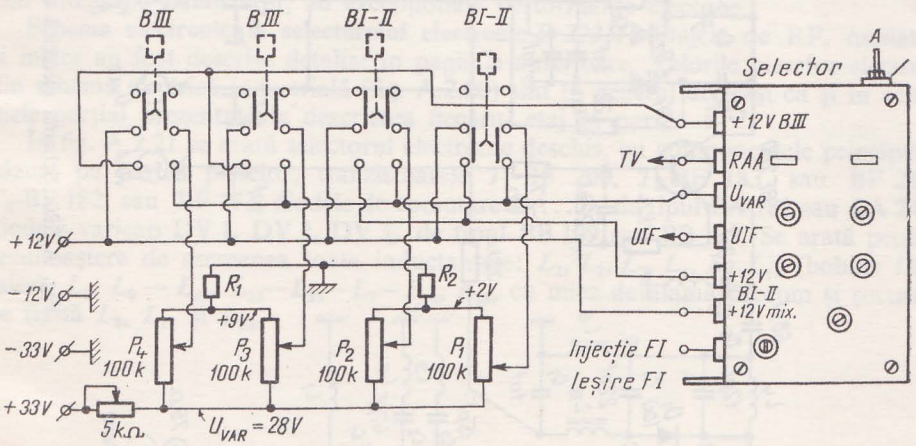


Fig. A.2.19. Schema electrică a agregatului cu 4 taste pentru alegerea și memorarea programelor de televiziune.

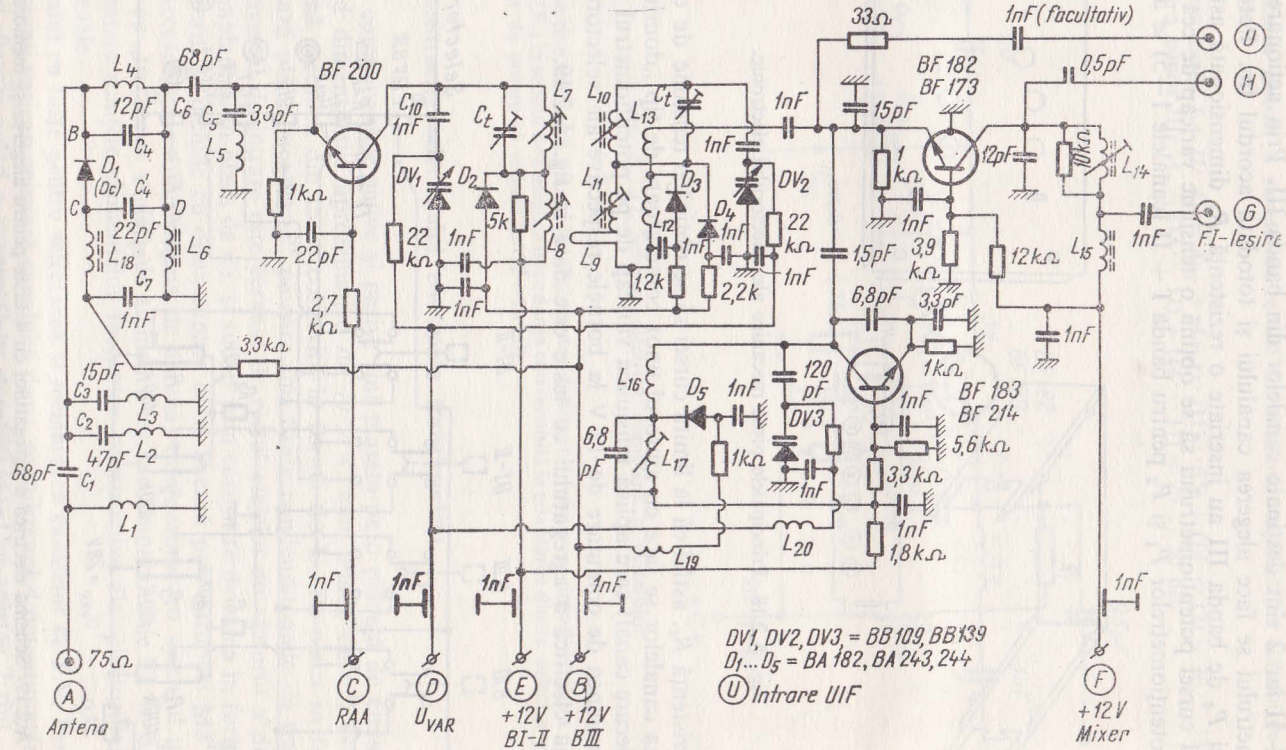


Fig. A.2.20. Schema electrică completă a selectorului electronic P. 22211.

Se vede pe schema electrică, că tensiunea de 12 V este aplicată pe bornele „Mixer" și „Oscilator" în mod permanent și în mod selectiv pe bornele BI + II și BIII, prin intermediul comutatoarelor amintite. Tensiunea de alimentare a diodelor varicap se obține de la un redresor special ce se află pe șasiul televizorului. De la o înfășurare suplimentară a transformatorului de linii se obțin impulsurile de întoarcere la o amplitudine de cca. 800 V_{VV} care cu ajutorul diodei D 503 (F 407)

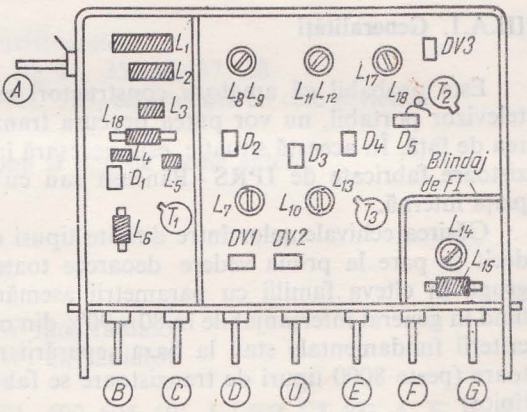


Fig. A.2.21. Dispunerea principalelor componente în selectorul electronic.

se redresează obținîndu-se o tensiune continuă de cca. 95 V. Această tensiune se utilizează pentru alimentarea tranzistorului final video, a reglajului de strălucire, cît și pentru stabilizatorul tensiunii varicap. Din punctul M 501 de pe șasiu, tensiunea de +95 V este redusă la cca. 35 V (cu ajutorul rezistenței R 512—10 kohmi), tensiune ce apare stabilizată la bornele diodei TAA 550 care este de fapt un circuit integrant stabilizator, cu excepționale performanțe electrice.

Schema electronică a selectorului electronic P *22211.* Etajele de RF, oscilator și mixer au fost descrise detaliat în paginile anterioare. Valorile pieselor electrice din schema electrică industrială (fig. A.2.20) sînt în general aceleași ca și în schemele parțial prezentate la descrierea fiecărui etaj în parte.

În fig. A.2.21 se arată selectorul electronic deschis, cu componentele principale, văzute pe partea pieselor: tranzistoarele T_1-BF 200, T_2-BF 183 sau BF 214, T_3-BF 182 sau BF 173, diodele de comutare $D_1 \ldots D_5$ de tipul BA 182 sau BA 243, diodele varicap DV 1, DV 2, DV 3, de tipul BB 109 sau BB 139. Se arată pentru recunoaștere de asemenea toate inductanțele: L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_{18} (bobine fără miez), L_8, $L_9 - L_{11}$, $L_{13}-L_{17}-L_7-L_{10}$, L_{13}, cu miez de alamă precum și șocurile pe ferită L_6, L_{15} și L_{18}.

Anexa III

Echivalenţe între tranzistoarele de fabricaţie sovietică şi tranzistoarele existente pe piaţa noastră

III.A.1. Generalităţi

Este probabil că amatorii constructori care vor purcede la construirea unui televizor portabil, nu vor putea procura tranzistoarele sovietice prescrise în lucrarea de faţă. În această situaţie, este necesară înlocuirea acestor tranzistoare cu tranzistoare fabricate de IPRS - Băneasa sau cu tranzistoare străine ce se află pe piaţa internă.

Găsirea echivalenţelor între diferite tipuri de tranzistoare este mult mai simplă decît se pare la prima vedere deoarece toate tranzistoarele ce se fabrică se pot grupa în cîteva familii cu parametrii asemănători, tranzistoarele dintr-o familie fiind în general interşanjabile în 80—90% din circuitele de radio şi televiziune.Cîteva criterii fundamentale stau la baza separării multitudinii extraordinare de tranzistoare (peste 8000 tipuri de tranzistoare se fabrică în lume în anul 1973), în familii tipice:

I — materialul semiconductor: germaniu sau siliciu;
II — tipul conductibilităţii: *pnp* sau *npn*;
III — curentul maxim de colector;
IV — tensiunea U_{CB} şi U_{CE} admise;
V — frecvenţa de tăiere: f_T;
VI — puterea disipată maximă.

Luînd în considerare aceste criterii, tranzistoarele utilizate în toate circuitele televizoarelor pot fi împărţite în următoarele familii:

Tranzistoare cu germaniu, aliate, de tip pnp de mică putere şi joasă frecvenţă

Parametrii principali:

$I_{C\ max} = 50 - 250$ mA;
U_{CE}, $U_{CB} = 15 - 30$ V;
$f_T = 1 - 2{,}5$ MHz;
$P_{d\ max} = 150 - 300$ mW.

În această familie se înscriu tranzistoarele sovietice: П 13,14, 15 16; МП 13, 14, 15, 20, 21, 25, 26, 39, 40, 41, 42; cu diversele lor clase de amplificare А, Б, В, Г, etc.

Tranzistoarele româneşti echivalente sînt:

EFT 321, 322, 323, 351, 352, 353, AC 180, AC 184, şi în urma noii clasificări EFT 311, 312, 313, 321, 322, 323, 331, 332, 333.

Tranzistoare cu germaniu, aliate, de tip npn de mică putere și joasă frecvență

Parametrii principali:

$I_{C\ max} = 50 - 250$ mA
U_{CB}, $U_{CE} = 15 - 30$ V
$f_T = 1 - 2{,}5$ MHz
$P_{d\ max} = 150 - 300$ mW

Din această familie fac parte tranzistoarele:
— sovietice: П9, 10, 11; МП 9, 10, 11, 35, 36, 37, 38
— românești: EFT 373, AC 181, AC 185, echivalente cu cele sovietice.

Tranzistoare aliate cu germaniu, pnp și npn de medie putere, de joasă frecvență

Parametrii: $I_{C\ max} = 0{,}3-1{,}5$ A
U_{CB}, $U_{CE} = 20-35$ V
$f_T = 0{,}8-2$ MHz
$P_{d\ max} = 200-300$ mW fără radiator
$p_{d\ tot} = 0{,}8-2$ W (5 W) cu radiator

Tranzistoare pnp de medie putere:
— sovietice: П 201, 202, 203; П 601, 602, 605, 606, ГТ402, ГТ 403, А, Б, В, etc.
— românești: AC 180 K, AC 184 K, AD 152, AD 155.

Tranzistoare npn de medie putere:
— sovietice: nu se fabrică
— românești: AC 181 K, AC 185 K.

Tranzistoarele românești de medie putere pot forma perechi de aceeași polaritate AC 180 K-AC 180 K; AC 181 K-AC 181 K; sau perechi complementare *pnp—npn* ca: AC 180 K-AC 181 K sau AC 184 K-AC 185 K fiind utilizabile în cele mai diferite etaje de audiofrecvență sau de baleiaj vertical.

Tranzistoare de medie putere și medie frecvență cu siliciu

Parametrii: $I_{C\ max} = 0{,}5-1{,}5$ A
U_{CB}, $U_{CE} = 40-80$ V
$f_T = 20-70$ MHz
$P_{d\ max} = 0{,}4-1$ W (fără radiator)
$P_{d\ tot} = 5-6$ W (cu radiator)

— românești: *pnp* BD 136 (40 V) BD 138 (60 V) BD 140 (80 V)
npn BD 135 (40 V); BD 137 (60 V) BD 139 (80 V)
perechi *npn—pnp*: BD 135/136; BD 137/138; BD 139/140.
— sovietice: *pnp*: П 302, П 303, П 306
npn П 701, П 702, КТ 801

(tranzistoarele sovietice *pnp* și *npn* din această familie nu pot forma perechi complementare).

Tranzistoare pnp sau npn de înaltă frecvență și mică putere

În această familie intră toate tranzistoarele care au $f_T > 30$ MHz caracterizate de:

$P_{d\ max} = 60-150$ mW,
$I_{C\ max} = 10...30$ mA
$U_{CE}, U_{CB} = 10-20$ V

Tranzistoarele de înaltă frecvență sovietice utilizate în circuitele de înaltă frecvență, frecvență intermediară cît și în unele etaje de prelucrare a sincrosemnalelor sînt următoarele:

— de tip *pnp* cu germaniu: П 401, 402, 403, 411, 417; ГТ 308, 309, 310, 311, 313;
— de tip *npn* cu siliciu: KT 312, 315.

Tipuri echivalente de pe piața internă:

— de tip *pnp* cu germaniu: EFT 317, AF 125, 126, AF 106, AF 109 R, AF 121;
— de tip *npn* cu siliciu: BF 214, 215, BF 167, 173, BF 200.

Tranzistoare de înaltă frecvență, și tensiune mare (pentru video)

În etajele finale video sînt necesare tranzistoare cu $f_T = 60-100$ MHz cu tensiuni admise de 80—150V și $I_c = 20-30$ mA. Aceste tranzistoare sînt de tip planar-epitaxial, cu siliciu, de tipurile П 502 B, П 503, KT 601 (sovietice) și BF 177,178, 179 (românești).

Tranzistoare cu siliciu, universale, de mică putere pnp și npn

În ultimii ani o familie de tranzistoare planar-epitaxiale, cu siliciu, se utilizează în cele mai diverse funcțiuni de amplificare, etaje sincro, oscilatoare etc. tranzistoare caracterizate de:

$U_{CB}, U_{CE} = 20-50$ V
$I_{Cmax} = 50-150$ mA
$f_T = 150-300$ MHz
$h_{21e} = 100-1\,000$
$P_{d\ max} = 180-250$ mW

Dintre tranzistoarele sovietice în această familie intră: KT 301, KT 312, KT 315 (toate *npn*).

Tranzistoarele românești universale sînt: BC 107, 108, 109 (de tip *npn*) și BC 177, 178, 179 (de tip *pnp*).

Tranzistoare de putere pentru baleiajul de linii

Caracteristic acestor tranzistoare sînt tensiuni și curenți mari precum și timpi mici de comutație, de ordinul a 0,5—2 μs și rezistență de saturație foarte mică.

$U_{CB}, U_{CE} = 100-300$ V
$I_{C\ max} = 5-10$ A
$P_{d\ tot} = 10-40$ W
$f_T = 3...20$ MHz

Tranzistoare sovietice mai cunoscute sînt:
— de tip *npn* cu germaniu: ГТ 804 А, Б, В.
— de tip *npn* cu siliciu: KT 802, KT 805.
Tranzistoare utilizate în televizoarele portabile românești:
BU 102, 104, 109 (de tip *npn* cu siliciu)
AU 106, 112, 113 (de tip *pnp* cu germaniu)

III.A.2. Echivalențe de tranzistoare pentru circuitele descrise în lucrare

În cele ce urmează se vor prezenta sub formă de tabel toate circuitele (schemele electrice) trecîndu-se pentru fiecare tranzistor sovietic echivalentul care se găsește pe piața internă. La înlocuire este însă necesar să se țină seama de ajustarea regimului de lucru în curent continuu.

Figura	Tranzistorul original	Tranzistorul înlocuitor	Modificări sau verificări necesare
2.8	T_1, T_2, T_3 = П411	T_1 — AF109R T_2, T_3 — AF106	Regimul de c.c. la T_1 prin R_3 la T_2 prin R_5, la T_3 prin R_{10}
2.10	T_1, T_2, T_3 = П411	T_1 — AF109R T_2, T_3 — AF106	R_3 și R se aleg pentru amplificarea maximă
2.12	T_1, T_2, T_3 = ГТ313Б	T_1 — AF109R T_2, T_3 — AF106	R_3 și R_{12} se aleg pentru amplificarea maximă
3.4	T_4, T_5, T_6 = П417	AF125, AF126	Regimul prescris de c.c. prin R_{16}, R_{21}, R_{28}
	T_7 = П502В	BC108	Regimul prescris de c.c. prin R_{34}
	T_8 = П502В	BF177	Curentul I_c = 6 mA prin R_{57} h_{21e}
	T_9 = П11	EFT373	la EFT373 va fi 40—60
3.5	T_4, T_5, T_6 = П 411	AF121	Se verifică curenții de colector
	T_7 = П502В	BF214	Se ajustează I_c = 2 mA prin R_{31}
	T_8 = П502В	BF177	Regimul de c.c. prin R_{47}
	T_9, T_{10} = П10А	EFT373	—
	T_{11} = П14	EFT322	—
3.6	T_4 = ГТ313А	AF106	Fără modificări de circuit
	T_5 = KT315A	BF173, BF167	Fără modificări de circuit
	T_6 = ГТ313А	AF106	Fără modificări de circuit
	T_7 = KT315A	BF173	Fără modificări de circuit
	T_8 = П416Б	AF125, AF126	necesar β = 50 — 250
	T_9 = KT601A	BF177, BF178	Se verifică regimul de curent
	T_{10} = M40A	EFT321, EFT351	Se verifică regimul de curent
	T_{11} = M37A	EFT373, AC185	necesar β = 20 — 40

Figura	Tranzistorul original	Tranzistorul înlocuitor	Modificări sau verificări necesare
4.4	T_{10}, T_{11} = П403	EFT317, EFT319	Regimul în c.c. se stabileşte cu R_{60}, R_{66}
	T_{12}, T_{13} T_{14}, T_{15} = П13	EFT322, EFT323	Se verifică curentul de colector $T_{12} - T_{15}$
4.6, *a*	T_1, T_2 = П13	EFT322, EFT323	Se verifică curentul I_c
	T_3, T_4 = П203	AC180K, AC184	Se vor utiliza tranzistoare din grupele IV, V
4.6, *b*	T_1 = МП38	EFT373, AC185	—
	T_2 = МП40	EFT322, EFT323	—
	T_3, T_4 = ГТ403	AC180K, AC184	Se utilizează grupele IV, V
4.7	T_{12}, T_{13}, T_{14} = ГТ308	AF125, AF126	Se poate utiliza şi EFT317
	T_{15} = МП41А	EFT323, EFT353	de culoare violet sau albastru
	T_{16}, T_{17} = МП42Б	EFT322, EFT323	—
4.8	T_{12}, T_{13} = КТ315А	BF214, BF215	—
	T_{14} = МП38	EFT373, AC185	—
	T_{15} = МП40	EFT322, EFT323	—
	T_{16} = КТ801Б	AC181K V	Se va modifica valoarea R_{81} pt. I_{CO} = 16 mA Se va verifica valoarea I_{CO}, cum şi I_C la T_{15} (4 mA), I_C la T_{14} (1 mA) modificînd eventual valorile R_{73} şi R_{75} pentru a aduce valorile curenţilor la cele prescrise
5.8	T_{16} = П14Б	EFT322, EFT352	Verificarea I_c şi eventual la modificare a R_{101}
5.9	T_{17} = П9А	EFT373, AC185	Verificarea I_c şi modificarea R_{103}, R_{101}
	T_{18} = П602И(КТ801)	nu are	
	T_{19}, T_{20} = КТ802А	nu are	
5.10	T_{18} = П16	EFT322	Verificarea I_c la T_{18} şi T_{19} şi ajustarea acestuia prin modificarea R_{97}, R_{100}
	T_{19} = МП37А	EFT373, AC185	
	T_{20}, T_{21} = ГТ804А	nu are	
5.11	T_{18}, T_{19}, T_{20} = КТ315	BC107	Verificarea funcţională a schemei
	T_{21} = ГТ804	nu are	
6.7	T_{21} = П9А	EFT373, AC185	Se verifică regimul I_c = 10 mA
	T_{22} = П16	EFT323, AC180K	EFT323, se utilizează cu un radiator de tablă
	T_{23} = П203Э	AD152	Sortat pentru U_{CBO} = 70 V şi U_{CER} = 55 V pt. $R_B < 50\ \Omega$
		BD140	Modificarea valorii R_{130}, astfel că I_c = 200 – 250 mA

Figura	Tranzistorul original	Tranzistorul înlocuitor	Modificări sau verificări necesare
6.8	T_{21} = П15	EFT323, EFT353	Verificarea I_c = 15 mA (ajustare prin R_{82})
	T_{22} = П16	AC180K	Prin R_{122} se ajustează I_c = 12 mA
	T_{23} = КТ801А	BD139	Curentul de 150–170 mA se ajustează prin R_{129}
6.9	T_1 = МП42Б	AC180K–V, VI	Se ajustează I_c = 20 mA prin R_1
	T_2 = П214Б	BD136	cu modificarea R_9 si R_7 pentru I_c = 100 mA
6.10	T_{22}, T_{23} = КТ315	BC108	Se verifică regimul, se modifică eventual R_{112}
	T_{24} = КТ801А	BD135	Curentul se ajustează la 90 mA
	T_{25} = ГТ402	BD136	prin $R_{115, 117, 118}$
6.11	T_{22} = МП42А	EFT322, EFT352	Se verifică regimul în mod funcţional
	T_{23} = МП40А	EFT321, 322, 351, 352	
	T_{24} = МП42Б	EFT323	Violet, albastru (β = 70–100)
	T_{25} = КТ801А	BD139	Se ajustează regimul prin R_{121}
7.6	T_{24} = П16	EFT352, 353	
	T_{25} = П9А	EFT373, AC185, AC181K	Verificare funcţională
7.7	T_{26} = П416Б	AF125, AF126 (BC178 eventual)	— Modificarea valorii R_{125}
	T_{27} = КТ315А	BC107	
	T_{28} = МП40А	EFT322, EFT352 (BC178 eventual)	— Modificarea valorii R_{131}
7.8	T_{26} = МП40А	EFT322, EFT352	—
	T_{27} = П416Б	AF125, AF126	—
	T_1, T_2, T_3 = МП40А	EFT322, EFT352	—
Cap. 8.1	diode zener Д808	DZ308	Se verifică funcţional
	Д809	DZ309	„
	Д810	DZ310	„
	ГТ403	AC180K, AD152, 155	„
	П4Г	AD152, AD155	„
	П16А	EFT322, EFT323	„

III.A.3. Echivalenţe între diodele sovietice şi diodele existente pe piaţa internă

În cele ce urmează se prezintă un tabel în care sînt date echivalenţele funcţionale între diodele din schemele electrice din lucrare şi înlocuitoarele româneşti.

Nr. crt.	Dioda sovietică	Ge / Si	Parametrii limită I_{max}, $U_{inv\ max}$	Dioda înlocuitoare
1	Д2Е	Ge	15 mA; 100 V	EFD108 (la comparator de frecv.)
2	Д9Е	Ge	20 mA; 50 V	EFD108
3	Д10	Ge	3 mA; 10 V	EFD104, 105, 106, 107
4	Д20	Ge	15 mA; 20 V	EFD104, 105, 106, 107
5	Д211	Si	0,1 A; 600 V	F407, DR306
6	Д220	Si	50 mA; 50 V	F107, DR301, DR302
7	Д226	Si	0,3 A; 100–400 V	F407, BY133, BY127, B0580
8	Д302	Ge	1 A; 200 V	F407, BY133, BY127
9	Д304	Ge	1 A; 100 V	F107, F407, BY133, B0580
10	Д7Ж	Ge	0,3 A; 400 V	F407, BY133, BY127, B0580
11	Д808	Si	33 mA; 7–8,5 V	DZ308 (Diodă Zener de 0,25 W)
12	Д809	Si	29 mA; 8–9,5 V	DZ309 (Diodă Zener de 0,25 W)
13	Д810	Si	26 mA; 9–10,5 V	DZ310 (Diodă Zener de 0,25 W)
14	Д811	Si	23 mA; 10–12 V	DZ311 (Diodă Zener de 0,25 W)
15	Д813	Si	20 mA; 11,5–14 V	DZ312,1 N4742, DZ12, 2F12A

Se mai poate menţiona că toate diodele româneşti din familia EFD 104... 115 sînt superioare diodelor Д 2E, Д 9E ca parametri şi ca atare pot fi utilizate în toate circuitele de demodulare (detectorul video, detectorul de raport etc.).

Diodele redresoare F 407 (IPRS) pot fi utilizate în toate funcţiile de redresare în locul diodelor sovietice Д 200, Д 300, Д 7 fiind superioate acestora din urmă.

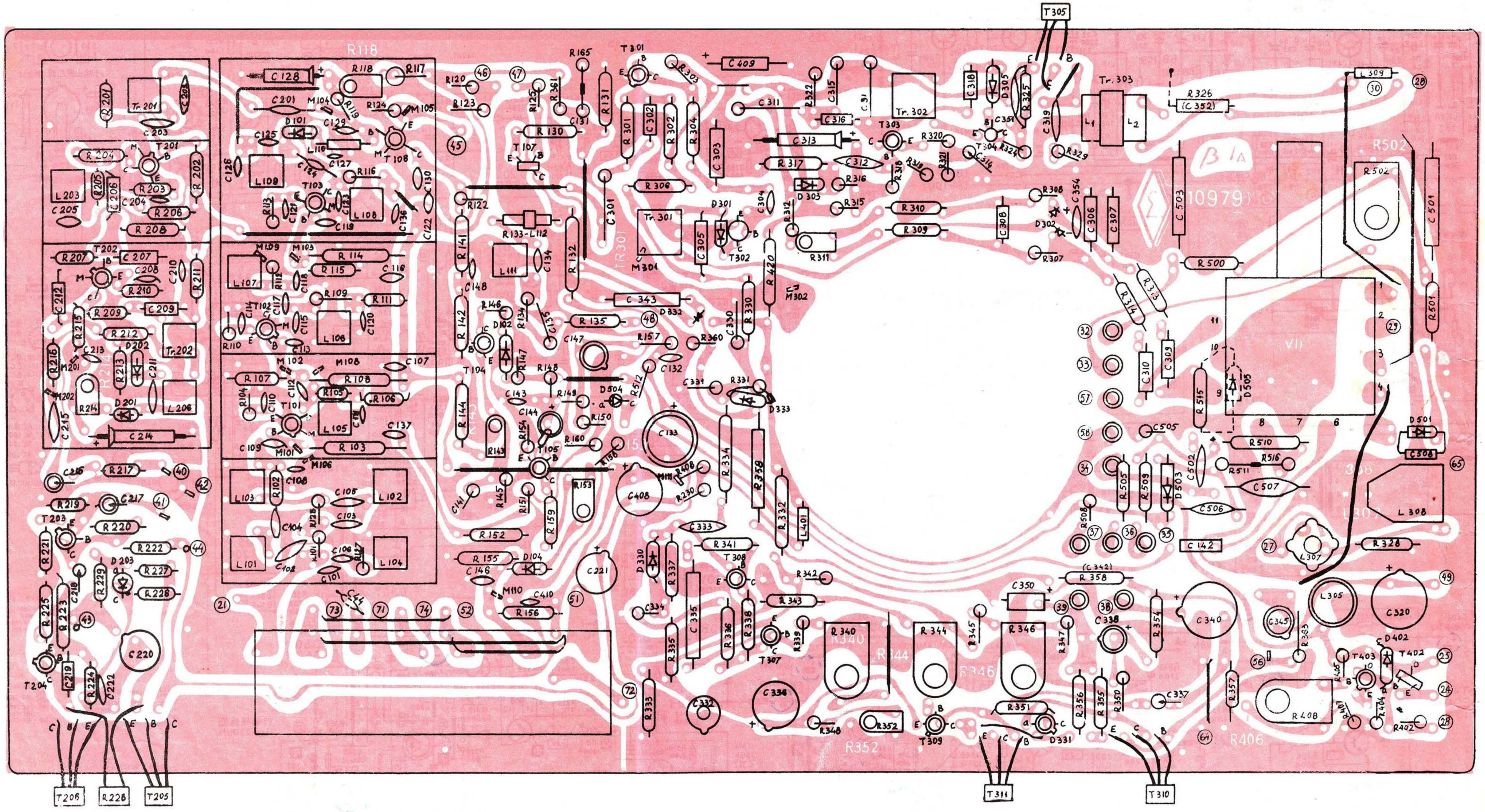
Pentru redresarea înaltei tensiuni se vor utiliza redresoare cu seleniu de tipul TV 11 sau TV 13, care sînt dimensionate pentru 11 kV respectiv 13 kV.

Bun de tipar: 22.10.1973. Coli de tipar: 29,5. Planşe: 1.
Tiraj: 13.800+120 exemplare legate.
C. Z. 621.397.001.2.002.2

Întreprinderea poligrafică „Informaţia"
str. Brezoianu nr. 23–25

Lei 34

Schema electrică



Schema cablajului imprimat